

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky

DIPLOMOVÁ PRÁCE

2019

Bc. Martin Kastl

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

REALIZACE SOFTWARE PULZNÍHO
USMĚRŇOVAČE PRO VÝUKU V PŘEDMĚTECH
VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY
IMPLEMENTATION OF PULSE RECTIFIER
SOFTWARE FOR TEACHING IN POWER
ELECTRONICS

2019

Bc. Martin Kastl

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Martin Kastl**
Studijní program: N2649 Elektrotechnika
Studijní obor: 2612T003 Aplikovaná elektronika
Téma: Realizace software pulzního usměrňovače pro výuku v předmětech
výkonové elektroniky
Implementation of Pulse Rectifier Software for Teaching in Power
Electronics

Jazyk vypracování: čeština

Zásady pro vypracování:

1. Proved'te teoretický rozbor metod řízení pulzních usměrňovačů s napět'ovým výstupem.
2. Vytvořte aplikační kód pro vybrané metody řízení pulzního usměrňovače do řídicího systému měniče.
3. Ověřte funkčnost vytvořeného algoritmu řízení pomocí měření.
4. Vytvořte vzorové laboratorní úlohy pro měření na tomto pulzním usměrňovači.

Seznam doporučené odborné literatury:

Podle pokynů vedoucího závěrečné práce.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

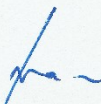
Vedoucí diplomové práce: **Ing. Martin Sobek, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2018

Datum odevzdání: 30.04.2019



doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry



prof. Ing. Pavel Brandštetter, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení

*Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně.
Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.*

V Ostravě dne 28. 4. 2019



Poděkování

Rád bych poděkoval Ing. Martinu Sobkovi, Ph.D. za cenné rady, věcné připomínky a vstřícnost při konzultacích a vypracování diplomové práce.

Abstrakt

Cílem této diplomové práce je realizace softwaru pro signálový procesor TMS320F2833x od firmy Texas Instruments, který bude následně využit pro výuku v předmětech výkonové elektroniky. Jedná se o rozšíření již stávajícího programu, který obsahuje pulzní měnič a střídač. Měnič komunikuje přes sériové rozhraní pomocí LabView. Program obsahuje režim s regulátorem i bez regulátoru, kde každý režim může měnit 2 parametry a mód synchronizace. Algoritmus řízení je ověřen měřením. Poté je vytvořeno zadání a vzorové vypracování laboratorní úlohy.

Klíčová slova

Digitální signálový procesor, DSP, analogově digitální převodník, A/D, pulzní šířková modulace, PŠM, měnič, usměrňovač, pulzní usměrňovač, vektorové řízení

Abstract

Purpose of this diploma thesis is software implementation for signal processor TMS320F2833x from company named Texas Instruments, which will be used for teaching in subjects of power electronics. This is an extension of an existing program, which contains pulse converter and power inverter. Converter communicates via the serial interface using LabView. Program contains mode with and without regulator, where each mode may change 2 parameters and synchronization method. Control algorithm is verified by measurement. Then task and elaboration is created.

Keywords

Digital signal processor, DSP, analog to digital converter, ADC, pulse width modulation, PWM, converter, rectifier, pulse rectifier, vector control

Obsah

Seznam použitých symbolů a značek	7
Použité zkratky a pojmy	7
Použité symboly a veličiny	8
Seznam ilustrací a seznam tabulek	10
Úvod	12
1. Digitální signálový procesor	13
1.1 A/D převodníky	13
Komparační	14
Aproximační	14
Integrační	15
Sigma-delta	15
1.2 D/A převodníky	16
S rezistorovou váhovou sítí	16
S žebříčkovou rezistorovou sítí R-2R	16
1.3 PWM	17
1.4 Přerušeni	21
2. Měniče	22
2.1 Stejnoseměrný měnič napětí (pulzní měnič)	22
2.2 Střídavý měnič napětí	24
2.3 Střídavý měnič frekvence	26
2.4 Střídač	27
2.5 Usměrňovač	29
Řízené usměrňovač	30
3. Pulzní usměrňovač	33
3.1 Metody řízení	34
3.2 Matematický popis	35
3.3 Vyhodnocení polohy napájecího napětí	37
3.4 Bloková struktura pulzního usměrňovače řízeného vektorově	40
4. Software	41
4.1 Diagram	41
4.2 Ovládání	43
5. Průběhy a ověření	45

6. Laboratorní úloha	50
6.1 Zadání laboratorní úlohy	50
Název.....	50
Zadání.....	50
6.2 Vzorové vypracování	51
Příklad výpočtu	51
Závěr	53
Použitá literatura	54
Seznam příloh.....	55

Seznam použitých symbolů a značek

Použité zkratky a pojmy

A/D	analogově digitální převodník
AVG	střední hodnota
BZV	blok zrušení vazby
CAN	komunikační sběrnice
CCS	Code Composer Studio – vývojové prostředí
CPU	procesor
ČF	číslicový filtr
D/A	digitálně analogový převodník
DFT	diskrétní Fourierova transformace
DSP	digitální signálový procesor
GND	společná zem
GPIO	univerzální vstup a výstup
IER	registr pro povolení přerušení
IFR	registr příznaků přerušení
INT	přerušení
KOMP	komparátor
LSB	nejméně významný bit
LV	LabView
MCU	mikrokontroler
MSB	nejvýznamnější bit
MUX	multiplexer
OZ	operační zesilovač
PI	proporciálně integrační regulátor
PIE	modul rozšíření přerušení periférií
PU	pulzní usměrňovač
PWM	pulzně šířková modulace
\bar{R} , \bar{W}	čtení, zápis
RAM	paměť s libovolným přístupem
RMS	efektivní hodnota
SDFT	klouzající diskrétní Fourierova transformace
SPI	sériové periferní rozhraní
T2/3, T3/2	transformace dva na tři a naopak
THD	celkové harmonické zkreslení
UART	synchronní/asynchronní sériové rozhraní
UPS	zdroj nepřerušovaného napájení
VA	vektorová analýza
VR	vektorová rotace
Z	blok zpoždění

Použité symboly a veličiny

A_U	[%]	poměr napětí sítě k napětí usměrňovače
f_1	[Hz]	vstupní frekvence nebo frekvence 1. harmonické
f_2	[Hz]	výstupní frekvence
f_{VZ}	[Hz]	vzorkovací frekvence
I_D, I_Q	[A]	d a q složka žádaného proudu
I_d	[A]	usměrněný proud
I_{dc}	[A]	proud v meziobvodu
I_f	[A]	fázový proud
$I_{\theta 1H}$	[A]	fázový proud první harmonické
I_s	[A]	fázor proudu sítě
I_{T1}, I_{T2}	[A]	proud tyristoru
I_Z	[A]	proud zátěže
i_a, i_b, i_c	[V]	okamžité hodnoty fázových proudů
i_d, i_q	[A]	d a q složka proudu
\mathbf{i}_s^s	[A]	vektor proudu sítě v statorovém souřadnicovém systému
i_α, i_β	[A]	reálná a imaginární složka vektoru proudu
j	[-]	imaginární jednotka
L_f	[mH]	filtrační tlumivka
P	[W]	činný výkon
P_{IN}	[W]	příkon pulzního usměrňovače
P_{OUT}	[W]	výkon pulzního usměrňovače
P_{PU}	[W]	ztráty na pulzním usměrňovači
Q	[VAr]	jalový výkon
R_f	[Ω]	odpor filtrační tlumivky
R_{OZ}	[Ω]	odpor operačního zesilovače
T	[s]	perioda
THD_u	[%]	celkové harmonické zkreslení napětí
THD_i	[%]	celkové harmonické zkreslení proudu
t	[s]	čas
t_Z	[s]	doba zapnutí
t_V	[s]	doba vypnutí
U	[V]	fázor výstupní napětí střídače pulzního usměrňovače
U, U_1, U_{VST}	[V]	vstupní napětí
U_{1f}, U_{2f}, U_{3f}	[V]	fázové napětí
U_d	[V]	usměrněné napětí
U_{dAV}	[V]	střední hodnota usměrněného napětí
U_{dc}	[V]	napětí v meziobvodu
U_f	[V]	fázové napětí
$U_{\theta 1H}$	[V]	fázové napětí první harmonické
U_i	[V]	indukované napětí
U_m	[V]	maximální hodnota napětí

U_P	[V]	pilové napětí
U_R, U_{R1}, U_{R2}	[V]	řídící napětí
U_{REF}	[V]	referenční napětí
U_{RMS}	[V]	efektivní hodnota napětí
U_S	[V]	fázor napětí sítě
$U_{STŘ}$	[V]	střední hodnota napětí
U_{usm}	[V]	napětí usměřňovače
$U_{VÝST}$	[V]	výstupní napětí
U_Z	[V]	napětí zátěže
U_{ZRMS}	[V]	efektivní hodnota napětí na zátěži
\mathbf{u}^s	[V]	vektor napětí pulzního usměřňovače v statorovém souřadnicovém systému
u_a, u_b, u_c	[V]	okamžité hodnoty fázových napětí
u_d, u_q	[V]	d a q složka napětí
\mathbf{u}_s^s	[V]	vektor napětí sítě v statorovém souřadném systému
$u_{sa}, u_{s\beta}$	[V]	reálná a imaginární složka vektoru \mathbf{u}_s
z	[-]	zatěživatel, poměrná doba zapnutí
α	[°]	řídící úhel
ε	[°]	úhel natočení
θ	[°]	fázový úhel
Ψ	[°]	programový úhel
ω	[rad/s]	úhlová rychlost
$\cos \varphi$	[-]	účinník

Seznam ilustrací a seznam tabulek

Obr. 1.1 Digitální signálový procesor TMS320F2833x	13
Obr. 1.2 Schéma komparačního A/D převodníku	14
Obr. 1.3 Schéma aproximačního A/D převodníku	14
Obr. 1.4 Schéma integračního A/D převodníku	15
Obr. 1.5 Schéma sigma-delta A/D převodníku	15
Obr. 1.6 Schéma D/A převodníku s rezistorovou váhovou sítí	16
Obr. 1.7 Schéma D/A převodníku s žebříčkovou	16
Obr. 1.8 Blokové schéma PWM digitálního signálového procesoru řady F2833x	17
Obr. 1.9 Registr řízení časové základny TBCTL	18
Obr. 1.10 Registr stavů časové základny TBSTS	18
Obr. 1.11 Registr nastavení vyhodnocení výstupu A a B – AQCTL	19
Obr. 1.12 Registr nastavení přerušení AQSFR	19
Obr. 1.13 Registr nastavení souvislého přerušení AQCSFR	19
Obr. 1.14 Registr pro povolení ochranné doby DBCTL	20
Obr. 1.15 Registr pro modulaci výstupního signálu PCCTL	20
Obr. 1.16 Registr povolení nebo zakázání událostí TZSEL	20
Obr. 1.17 Multiplexování přerušení používající PIE blok	21
Obr. 2.1 Pulzní měnič pro snižování napětí (vlevo) a pro zvyšování napětí (vpravo)	22
Obr. 2.2 Průběhy napětí a proudu na zátěži pulzního měniče pro snižování napětí	23
Obr. 2.3 Průběhy napětí a proudu na zátěži pulzního měniče pro zvyšování napětí	23
Obr. 2.4 Jednofázový střídavý měnič napětí	24
Obr. 2.5 Napětí a proudy střídavého měniče s odporovou zátěží	25
Obr. 2.6 Napětí a proudy střídavého měniče s indukční zátěží	25
Obr. 2.7 Struktura nepřímého měniče frekvence s proudovým střídačem a napětíovým střídačem	26
Obr. 2.8 Zapojení třífázového cyklokonvertoru	26
Obr. 2.9 Jednofázový napětíový střídač	27
Obr. 2.10 Spínací diagram a průběh napětí na zátěži při programovém úhlu $\Psi = 120^\circ$	28
Obr. 2.11 Spínací diagram bipolárního (vlevo) a unipolárního (vpravo) řízení	28
Obr. 2.12 Jednocestný neřízený usměrňovač	29
Obr. 2.13 Dvoucestný neřízený usměrňovač s dvojitým vinutím na sekundární straně	29
Obr. 2.14 Dvoucestný neřízený usměrňovač v můstkovém zapojení	29
Obr. 2.15 Třífázový neřízený můstkový usměrňovač	30
Obr. 2.16 Třífázový neřízený uzlový usměrňovač	30
Obr. 2.17 Výstupní napětí jednofázového usměrňovače s odporovou zátěží	31
Obr. 2.18 Výstupní napětí jednofázového usměrňovače s odporově induktivní zátěží	31
Obr. 2.19 Řídící charakteristiky dvoupulzního usměrňovače	32
Obr. 2.20 Řídící charakteristiky třífázového usměrňovače	32
Obr. 3.1 Schéma třífázového proudového pulzního usměrňovače	33
Obr. 3.2 Schéma napětíového pulzního usměrňovače	33
Obr. 3.3 Náhradní schéma jedné fáze pulzního usměrňovače	35
Obr. 3.4 Vektorové diagramy v komplexní rovině pro jednu fázi usměrňovače	35
Obr. 3.5 Blokové schéma vyhodnocení polohy napájecího napětí pomocí VA	37

Obr. 3.6 Trojfázové síťové napětí	38
Obr. 3.7 Transformované napětí ve dvojosém souřadnicovém systému $[\alpha, \beta]$	38
Obr. 3.8 Vyhodnocený orientující úhel a jeho cosinus i sinus	38
Obr. 3.9 Blokové schéma SDFT	39
Obr. 3.10 Blokové schéma pulzního usměrňovače řízeného vektorově.....	40
Obr. 4.1 Blokové schéma tvorby programu v CCS	41
Obr. 4.2 Blokové schéma hlavní smyčky programu	42
Obr. 4.3 Blokové schéma přerušení	43
Obr. 4.4 Ovládání měniče v programu LabView	44
Obr. 5.1 Ověření synchronizačního módu VA při žádaném proudu $I_d = I_q = 5A$	46
Obr. 5.2 Ověření synchronizačního módu SDFT při žádaném proudu $I_d = I_q = 5A$	46
Obr. 5.3 Reverzace d složky proudu z 5A na -5A, $I_q = 0A$, mód SDFT	47
Obr. 5.4 Reverzace q složky proudu z 5A na -5A, $I_d = 0A$, mód SDFT	47
Obr. 5.5 Režim bez regulátoru, zesílení nastaveno na 10% a úhel 0° , mód SDFT	48
Obr. 5.6 Režim bez regulátoru, zesílení nastaveno na -10% a úhel 0° , mód SDFT	48
Obr. 5.7 Režim bez regulátoru, zesílení nastaveno na 0% a úhel 15° , mód SDFT	49
Obr. 5.8 Režim bez regulátoru, zesílení nastaveno na 0% a úhel -15° , mód SDFT	49
Obr. 6.1 Blokové schéma pulzního usměrňovače řízeného vektorově.....	50
Obr. 6.2 Reverzace proudu d složky z 10A na -10A.....	52
Obr. 6.3 Reverzace proudu q složky z 10A na -10A.....	52
 Tab. 1 Naměřené a vypočtené hodnoty pro skalární řízení	 51
Tab. 2 Naměřené a vypočtené hodnoty pro vektorové řízení	51

Úvod

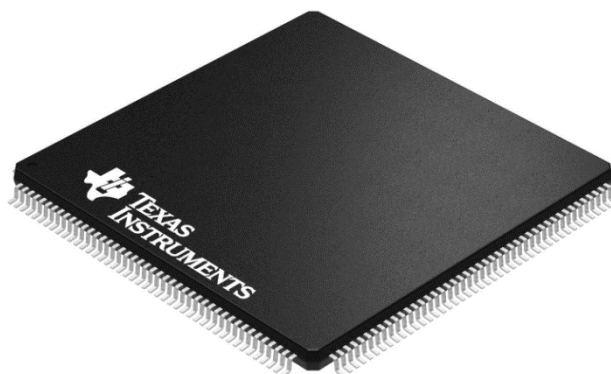
V této diplomové práci je řešena realizace pulzního usměrňovače, se kterým je možné se setkat v oblasti elektrické trakce, příkladem může být lokomotiva. Významnou a ceněnou vlastností pulzního usměrňovače je schopnost odebírat sinusový proud ze sítě ve fázi se síťovým napětím, tedy aby byl účinník téměř jednotkový, takže nedochází k deformaci výkonu. Další důležitou vlastností pulzního usměrňovače je možnost vracet energii zpět do sítě. Měnič také dokáže udržet žádanou konstantní hodnotu napětí v meziobvodu. Aby tyto vlastnosti byly zaručeny, je potřeba pulzní usměrňovač patřičně řídit. Toho je docíleno signálovým procesorem, který dokáže velmi rychle zpracovávat signály, reagovat téměř okamžitě na přerušení a generovat přesné spínací pulzy.

První kapitola se zabývá možnostmi, jak převádět analogové signály na digitální a také naopak, ale zejména použitým signálovým procesorem TMS320F2833x od firmy Texas Instruments, systémem přerušení tohoto procesoru a velmi důležitým modulem pulzní šířkové modulace a jeho patřičnými registry. Následující kapitola pak popisuje měniče, jejich rozdělení, důležité vzorce a průběhy na zátěži. Poté je důsledně analyzován pulzní usměrňovač, možnosti jeho řízení a vyhodnocení orientujících veličin. Podstatnou částí diplomové práce je realizace softwaru pro ověření funkčnosti a jeho následné ověření. Poslední kapitolou je pak vytvoření zadání a vzorového vypracování laboratorní úlohy pro měření na pulzním usměrňovači pro výuku.

1. Digitální signálový procesor

Digitální signálový procesor (DSP) je specializovaný mikroprocesor, který zpracovává a manipuluje s reálnými signály jako jsou napětí, proudy a spoustu dalších signálů. Aby byl DSP schopný pracovat s reálnými signály, které jsou v analogové podobě, je potřeba nejprve převést signál pomocí analogově digitálního převodníku do digitální formy. Poté již stačí předat digitální informaci procesoru, který dokáže velmi rychle provádět matematické operace jako je sčítání, odčítání, násobení a dělení. Velký počet zpracovaných dat je hlavním požadavkem na DSP, dalším požadavkem je práce s desetinnými čísly, velká přesnost a systém přerušení. Jelikož je DSP programovatelný má velmi širokou řadu aplikací.

DSP řady F2833x obsahuje vysoce výkonný 32bitový procesor, který dokáže pracovat s desetinnými čísly, má Harvardskou sběrníkovou architekturu, velmi rychlou odezvu a zpracování přerušení. [\[1\]](#) Obsahuje až 88 jednotlivě programovatelných digitálních vstupů a výstupů, digitálně analogové převodníky, 12bitové analogově digitální převodníky, čítače a časovače, modul pro generování pulzně šířkové modulace s velkou řadou nastavení, několik komunikačních rozhraní jako je CAN, UART, SPI modul a spoustu dalších funkcí.



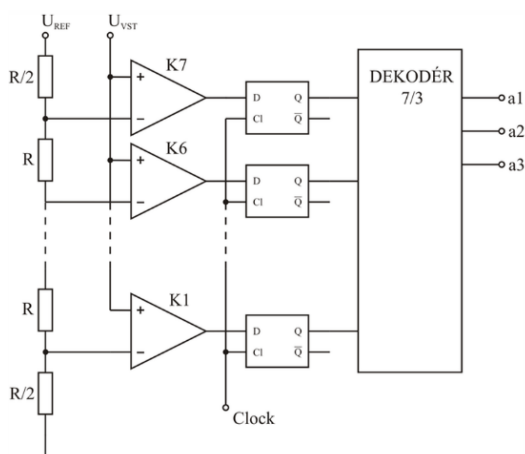
Obr. 1.1 Digitální signálový procesor TMS320F2833x

1.1 A/D převodníky

Analogově digitální převodník je elektronická součástka, která převádí analogový signál jako například napětí do digitální formy. A/D převodníků je několik druhů, proto zde budou uvedeny jen některé základní, a to: komparační, aproximační, integrační a sigma-delta převodník. U všech převodníků jsou uvedeny kladné i záporné stránky a stručně popsána jejich funkčnost.

Komparační

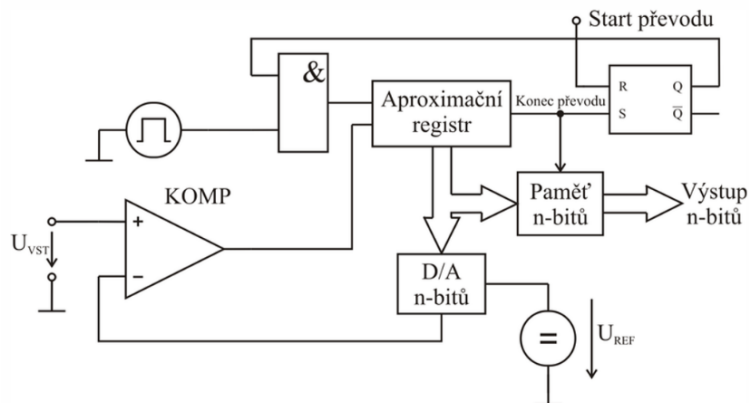
Komparační nebo také paralelní převodník je nejrychlejší typ A/D převodníku, jelikož převod probíhá v jednom okamžiku. Jeho přesnost je dána počtem komparátorů, čím více komparátorů, tím větší přesnost. To se ovšem negativně promítá na jeho ceně. Princip tohoto převodníku spočívá v komparaci vstupního napětí s referenčním, výstupy komparátorů jsou připojeny na vstup převodníku kódu, který z kombinace vstupu vytvoří patřičný výstup.



Obr. 1.2 Schéma komparačního A/D převodníku

Aproximační

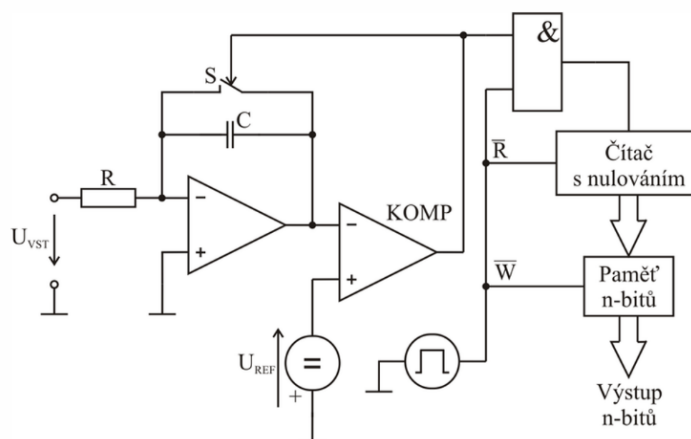
Aproximační převodník využívá pouze jeden komparátor, čímž jsou dány vlastnosti tohoto převodníku. Je podstatně pomalejší oproti komparačnímu převodníku, ale za to mnohem levnější. Tento převodník porovnává vstupní napětí a napětí s D/A převodníku, který zpětně převádí aproximační registr. V prvním kroku se nastaví nejvýznamnější bit (MSB) aproximačního registru na logickou 1 a porovnává se se vstupním napětím. Pokud je napětí vstupu větší než nastavené, pak se tento bit nechá nastaven, pokud je napětí naopak menší, tak se vrátí na 0. Následně se nastaví další bit a proces se opakuje až do posledního bitu (LSB). Jakmile se nastaví poslední bit, je převod u konce. Tímto je dána rychlost a přesnost převodníku, čím více bitů, tím je větší přesnost, ale převod trvá déle a naopak.



Obr. 1.3 Schéma aproximačního A/D převodníku

Integrační

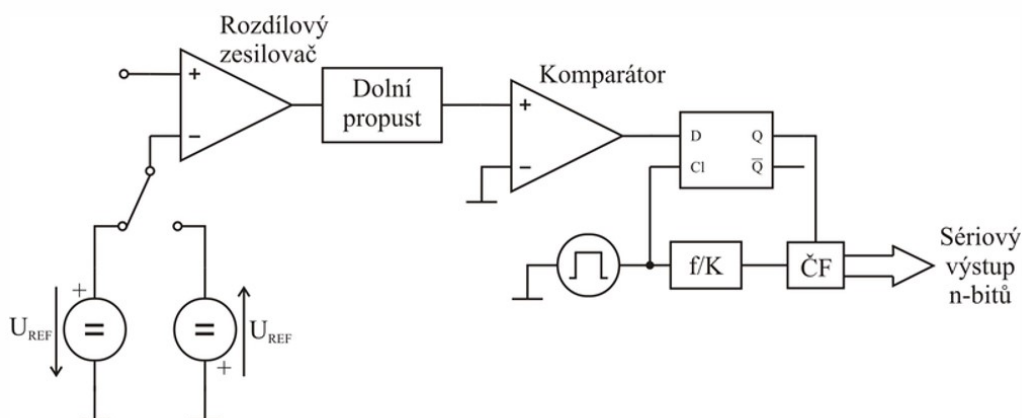
Integrační převodník využívá pro převod integrátor. Využití integrátoru má výhodu v potlačení šumového napětí u větších frekvencí. Převod probíhá ve 2 částech. V první části se nabíjí kondenzátor po určitou dobu vstupním napětím. Doba je určena přetečením čítače hodinovým signálem. Poté se připojí na vstup referenční napětí opačné polarity, které začne kondenzátor vybíjet. Po celou tuto dobu se čítač inkrementuje. V momentě, kdy napětí na kondenzátoru dosáhne nuly, je převod u konce. Číslo uložené v čítači pak odpovídá vstupnímu napětí.



Obr. 1.4 Schéma integračního A/D převodníku

Sigma-delta

Tento převodník je pomalejší než předchozí typy, ale za to má velkou linearitu, a to i při vyšším rozlišení. Je vhodný pro stejnosměrné měření nebo pomalu se měnící signály. Převodník obsahuje sigma-delta modulátor a digitální filtr. Od vstupního signálu je odečteno referenční napětí, výstup poté prochází přes dolní propust (integrátor) a následně je komparován se zemí. V případě, že je větší, komparátor se překlápí do stavu logické jedničky a ta se pošle na sériový výstup. Zpětnou vazbou je přiveden signál na jednobitový D/A převodník, který přepíná polaritu referenčního napětí a cyklus se opakuje.



Obr. 1.5 Schéma sigma-delta A/D převodníku

1.2 D/A převodníky

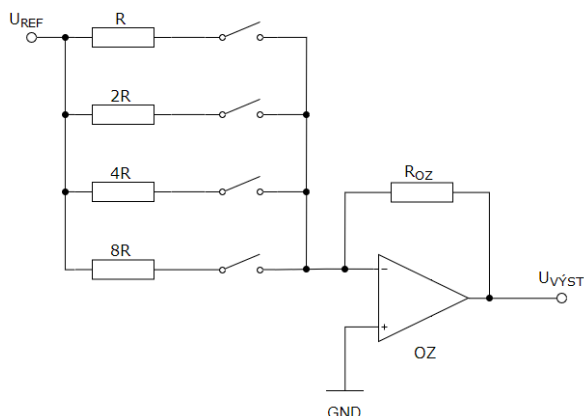
Digitálně analogové převodníky mají opačnou funkci A/D převodníků. Převádějí digitální signál zpět na analogový. Základním blokem těchto převodníků je blok spínačů, které mají za úkol přivést referenční napětí na vstup odporové sítě. Použití těchto převodníků můžeme najít například v televizních přijímačích a mobilních telefonech, kde převádějí digitální video data na analogový signál, který je přiváděn na radič a ten následně zobrazuje černobílý, v dnešní době zejména barevný obraz. Rozlišujeme základní dva druhy převodníků: s váhovou rezistorovou sítí a s žebříčkovou rezistorovou sítí R-2R.

S rezistorovou váhovou sítí

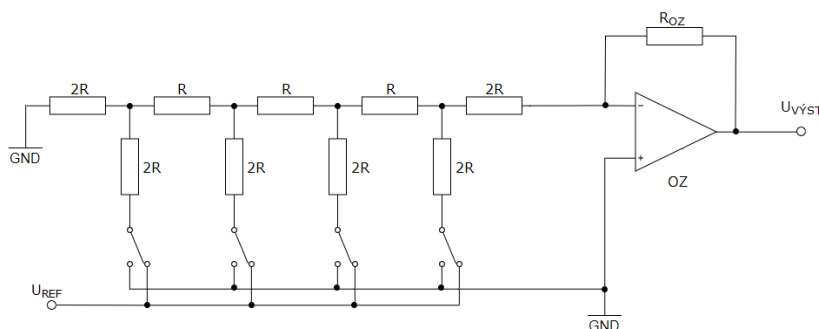
Níže na obrázku 1.6 je zobrazené schéma převodníku používající váhovou rezistorovou síť. Základní činností D/A je schopnost sčítat vstupy, které odpovídají příspěvkům jednotlivých bitů digitálního vstupu. Toho může být dosaženo použitím operačního zesilovače, který je zapojen jako invertující sčítací zesilovač. Velkou nevýhodou tohoto zapojení je nezbytnost rezistorů s velkým rozptylem hodnot, například pro 8bitový převodník jsou zapotřebí rezistory v rozmezí od R do $128R$.

S žebříčkovou rezistorovou sítí R-2R

Převodník sestaven opakující se kaskádou rezistorů hodnot R a $2R$ odstraňuje předešlou nevýhodu velkého rozptylu a také značně zvyšuje možnou přesnost. Zapojení je možné vidět na obrázku 1.7.



Obr. 1.6 Schéma D/A převodníku s rezistorovou váhovou sítí



Obr. 1.7 Schéma D/A převodníku s žebříčkovou

1.3 PWM

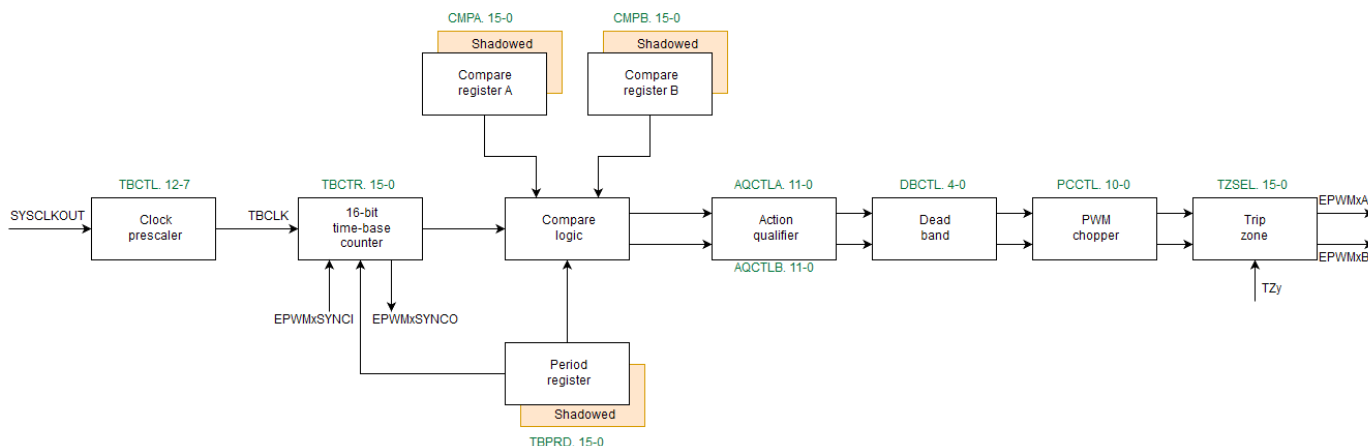
Pulzní šířková modulace (Pulse Width Modulation) je metoda pro vytvoření analogové hodnoty z dvouhodnotového signálu. Důležité parametry u pulzní šířkové modulace jsou frekvence a střída. Frekvence udává, kolik cyklů se vykoná za jednotku času, zatímco střída stanovuje dobu, po kterou signál setrvává v logické jedničce vůči jednomu cyklu. Jestliže se bude signál spínat dostatečnou rychlostí, bude se výstup chovat jako stálý analogový signál. Toho se například využívá u servopohonů.

Nastavení PWM u signálového procesoru můžeme rozložit do několika bloků. V první řadě se musí správně nastavit veškeré časové události, mezi které patří dělička hodinového signálu, časová základna čítače a komparační registry. Dále je potřeba nastavit komparační logiku a akční vyhodnocení, které určuje, kdy a jestli dojde k přerušení při porovnání registrů A nebo B, nuly či periody a jestli reagovat na vzestupnou nebo sestupnou hranu. Dalším důležitým blokem je nastavení ochranné doby, aby nedošlo k sepnutí dvou spínacích prvků v jedné větvi, jinak by došlo ke zkratu a následnému zničení spínacích prvků. V neposlední řadě pak lze nastavit modulace výstupního signálu.

Pro využití PWM u digitálního signálového procesoru je potřeba inicializovat příslušné GPIO a nakonfigurovat jejich registry. Následně inicializovat registry časové základny, fáze, synchronizace, komparace a ochranné doby. Obrázek 1.8 na konci stránky zobrazuje blokové schéma nastavení PWM použitého DSP řady F2833x.

Periferie ePWM signálového procesoru TMS320F2833x obsahuje 7 modulů: [\[3\]](#)

- Time-base – určuje všechny časové události
- Compare logic – porovnává hodnotu čítače s registrem A a B, nuly či periody
- Action qualifier – nejdůležitější role v konstrukci a generování PWM, rozhoduje, které události jsou převedeny na různé typy akcí a tím vytváří požadovaný výstupní tvar signálu EPWMxA a EPWMxB
- Dead band – nastavení pásma necitlivosti, ochranné doby
- PWM chopper – umožňuje vysokofrekvenčně modulovat výstupní signál PWM
- Trip zone – pomocí externího signálu TZy signalizující chybu, nebo podmínky nutné pro PWM, je možné kdykoliv přerušit generování PWM
- Event trigger – spouštěcí modul



Obr. 1.8 Blokové schéma PWM digitálního signálového procesoru řady F2833x

1. Digitální signálový procesor

Jedny z nejdůležitějších registrů periferie ePWM signálového procesoru TMS320F2833x jsou registry pro nastavení časové základny, a to:

- TBCTL – Time-Base Control – řízení časové základny
- TBSTS – Time-Base Status – stavy časové základny
- TBPHS – Time-Base Phase – nastavení fáze
- TBCTR – Time-Base Counter – aktuální stav čítače
- TBPRD – Time-Base Period – nastavení periody

15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
FREE_SOFT		PHSDIR	CLKDIV			HSPCLKDIV			SWFSYNC	SYNCOSEL		PRDTL	PHSEN	CTRMODE	

Obr. 1.9 Registr řízení časové základny TBCTL

FREE_SOFT	– určuje kdy má ePWM zastavit
PHSDIR	– určuje směr čítače, to znamená, jestli má čítat nahoru nebo dolů
CLKDIV	– nastavuje děličku vstupního signálu
HSPCLKDIV	– nastavuje děličku vysokorychlostního signálu
SWFSYNC	– nastavení softwarové synchronizace
SYNCOSEL	– nastavení výstupní synchronizace
PRDTL	– povolení okamžitého načtení stínového registru periody
PHSEN	– povolení fázového registru
CTRMODE	– mód čítače

15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
RESERVED													CTRMAX	SYNCI	CTRDIR

Obr. 1.10 Registr stavů časové základny TBSTS

CTRMAX	– určuje, jestli čítač dosáhnul maximální hodnoty
SYNCI	– určuje, zdali došlo k externí synchronizaci
CTRDIR	– určuje směr čítače

Registry označeny CMPA a CMPB jsou 16bitové komparační registry, které jsou neustále porovnávány s čítačem, respektive již zmíněným TBCTR registrem. Podle nastavení akčního kvalifikátoru jsou již pak generovány události.

1. Digitální signálový procesor

Další skupinou důležitých registrů jsou registry, které určují, jestli jsou události vygenerovány a také jak jsou vygenerovány, čímž vytvoří požadovaný tvar výstupního signálu:

- AQCTLA – Action Qualifier Control output A – nastavení vyhodnocení výstupu A
- AQCTLB – Action Qualifier Control output B – nastavení vyhodnocení výstupu B
- AQSFRC – Action Qualifier Software Force – nastavení vynuceného přerušení
- AQCSFRC – Action Qualifier Continuous Software Force – nastavení souvislého přerušení

15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
RESERVED				CBD		CBU		CAD		CAU		PRD		ZRO	

Obr. 1.11 Registr nastavení vyhodnocení výstupu A a B – AQCTL

CBD – nastavení události, když čítač je roven komparačnímu registru CMPB směrem dolů

CBU – nastavení události, když čítač je roven komparačnímu registru CMPB směrem nahoru

CAD – nastavení události, když čítač je roven komparačnímu registru CMPA směrem dolů

CAU – nastavení události, když čítač je roven komparačnímu registru CMPA směrem nahoru

PRD – nastavení události, když čítač je roven registru periody PRD

ZRO – nastavení události, když čítač je roven 0

Z obrázku je možné vidět, že každé nastavení má 2 bity a tedy 4 možnosti. První možnost je nedělat nic (00), další možnost (01) nastaví výstup EPWMx na logickou nulu. Výstup lze také nastavit na logickou jedničku (10) anebo lze změnit aktuální stav (11), to znamená z nuly na jedničku a naopak.

15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
RESERVED								RLDCSF		OTSFB	ACTSFB		OTSFA	ACTSFA	

Obr. 1.12 Registr nastavení přerušení AQSFRC

RLDCSF – určuje, kdy má dojít k znovu načtení stínového registru

OTSFB – povolení vynucené události výstupu B

ACTSFB – nastavení při události výstupu B

OTSFA – povolení vynucené události výstupu A

ACTSFA – nastavení při události výstupu A

15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
RESERVED												CSFB		CSFA	

Obr. 1.13 Registr nastavení souvislého přerušení AQCSFRC

CSFB – nastavení souvislého přerušení výstupu B

CSFA – nastavení souvislého přerušení výstupu A

1. Digitální signálový procesor

Poslední kategorie registrů slouží pro úpravu výstupního signálu. Patří zde registr pro ochrannou dobu, vysokofrekvenční modulaci nebo povolení či zakázání generování signálu.

- DBCTL – Dead Band unit Control register – povolení modulu ochranné doby
- DBRED – Dead Band Rising Edge Delay – 10bitový registr určující dobu náběžné hrany
- DBFED – Dead Band Falling Edge Delay – 10bitový registr určující dobu sestupné hrany
- PCCTL – PWM chopper Control register – nastavení modulace výstupního signálu
- TZCTL – Trip Zone Control register – nastavení výstupu podle externího signálu TZy
- TZSEL – Trip Zone Select register – povolení nebo zakázání událostí
- TZEINT – Trip Zone Enable Interrupt – povolení přerušení

15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
RESERVED										IN_MODE		POLSEL		OUT_MODE	

Obr. 1.14 Registr pro povolení ochranné doby DBCTL

IN_MODE – stanovuje vstupní zdroj pro DBRED a DBFED

POLSET – vybírá polaritu

OUT_MODE – udává výstupní mód

15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
RESERVED					CHPDUTY			CHPFREQ			OSHTWTH			CHPEN	

Obr. 1.15 Registr pro modulaci výstupního signálu PCCTL

CHPDUTY – střída modulace

CHPFREQ – frekvence modulace

OSHTWTH – šířka pulzu

CHPEN – povolení modulace

15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
RESERVED		OSHT6	OSHT5	OSHT4	OSHT3	OSHT2	OSHT1	RESERVED		CBC6	CBC5	CBC4	CBC3	CBC2	CBC1

Obr. 1.16 Registr povolení nebo zakázání událostí TZSEL

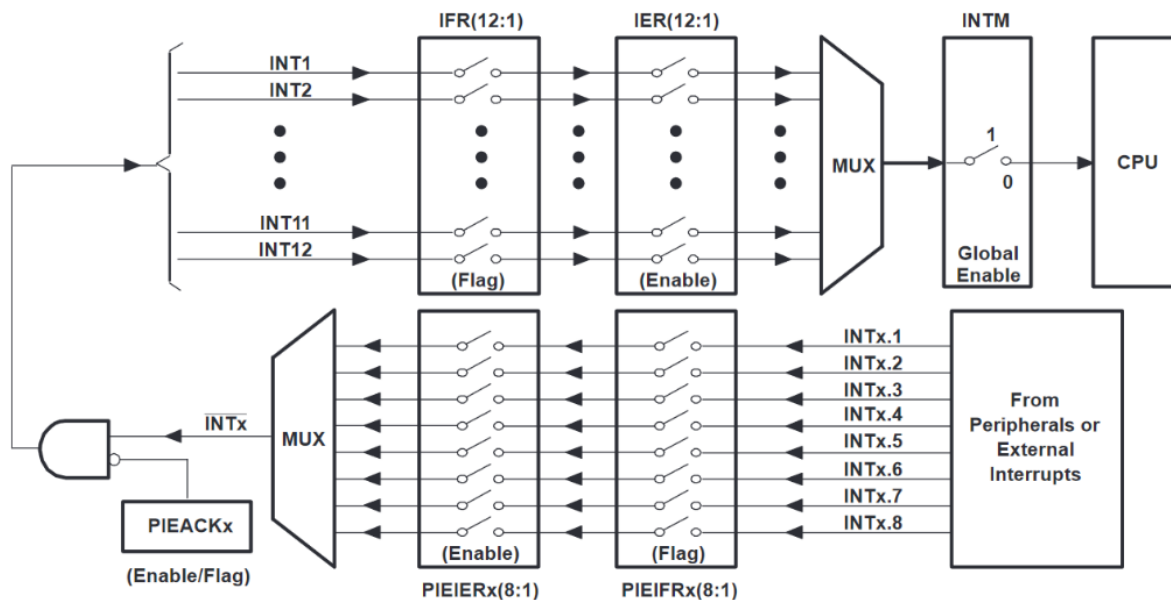
OSHTx – povolení události, kde uživatel musí sám smazat příznak

CBCx – povolení události, kde příznak je smazán automaticky

1.4 Přerušení

Nejdůležitější úkol v signálových procesorech je přerušení, které může být spuštěno hardwarově nebo softwarově. Při přerušení nejprve dojde k dokončení všech zřetězených instrukcí a následnému pozastavení aktuálního procesu. Procesor uloží potřebné registry a provede obsluhu přerušení. Po ukončení přerušení si procesor zpětně načte potřebné registry a navrátí se zpět do místa přerušeného procesu. V případě, že dojde k několika násobnému přerušení, nebo k přerušení již v přerušení, závisí na nastavení procesoru, které přerušení má vyšší prioritu. V případě požadavku o přerušení s vyšší prioritou, dojde k přerušení aktuálního přerušení a vykonání přerušení s větší prioritou, následně se dokončí přerušení s nižší prioritou a poté se vrátí zpět do hlavní smyčky. Příkladem přerušení může být dokončení převodu A/D převodníku.

Digitální signálový procesor TMS320F2833x obsahuje takzvaný blok PIE (Peripheral Interrupt Expansion). Tento blok multiplexuje několik zdrojů přerušení do menších skupin. Takto je možné podporovat až 96 jednotlivých přerušení, která jsou seskupena do 8 skupin. Každá skupina je přivedena na 12 vstupů přerušení označeny INT1 až INT12. Každé z 96 přerušení má svůj vlastní vektor přerušení, který je uložený v paměti RAM a je možné je změnit. Procesor poté automaticky načte odpovídající vektor přerušení. Vyzvednout vektor přerušení a uložení kritických registrů celkem zabere 9 instrukčních cyklů procesoru, proto je možné velmi rychle reagovat na vzniklé události přerušení. ^[2] Priorita přerušení je dána jak hardwarově, tak i softwarově. Každé přerušení může být povoleno nebo zakázáno v bloku PIE.



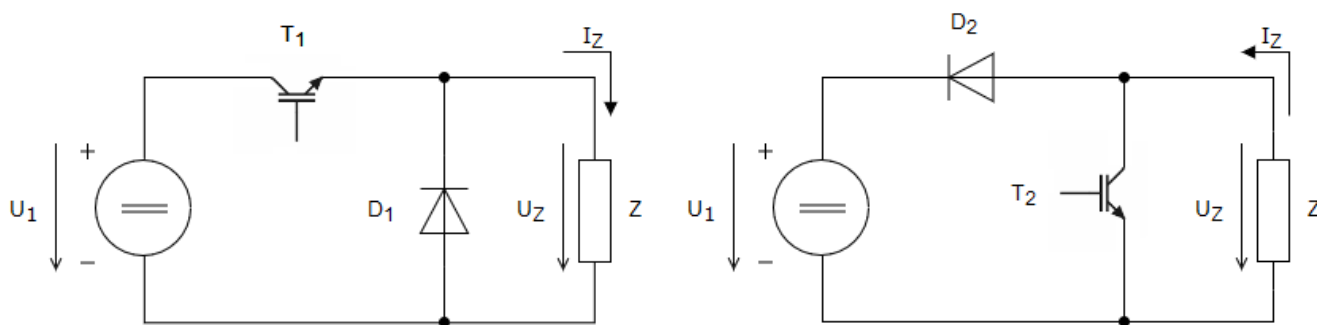
Obr. 1.17 Multiplexování přerušení používající PIE blok ^[2]

2. Měniče

Výkonové polovodičové měniče jsou zařízení, které jsou určeny pro změnu parametrů elektrické energie, především napětí a frekvence. Rozlišujeme celkem 4 základní měniče podle toho, jaké parametry daný měnič mění: stejnosměrný měnič napětí, střídavý měnič napětí nebo frekvence, střídač a usměrňovač.

2.1 Stejnosměrný měnič napětí (pulzní měnič)

Nejjednodušší stejnosměrný měnič napětí se skládá z jedné spínací součástky a pracuje v jednom kvadrantu. Jedná se o pulzní měnič pro snižování napětí nebo pro zvyšování napětí. Vyobrazené schéma zobrazují obě možnosti zapojení.



Obr. 2.1 Pulzní měnič pro snižování napětí (vlevo) a pro zvyšování napětí (vpravo)

Pulzní měniče slouží pro změnu vstupního stejnosměrného napětí na jinou výstupní hodnotu a to tak, že se periodicky spíná a rozspíná spínací prvek T1. Výstupní napětí je pak dáno vstupním napětím a poměrem doby zapnutí a vypnutí, takzvaným zatěžovatelem. Výpočet střední hodnoty napětí pro snižující pulzní měnič se potom určí takto:

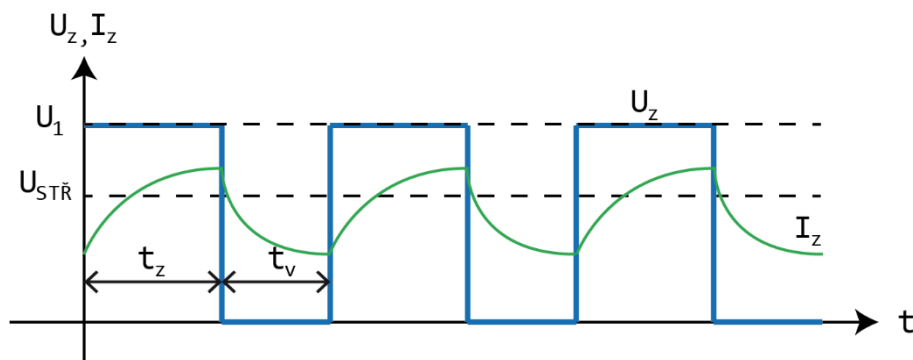
$$U_{STŘ} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_z} U_1 dt + \int_{t_z}^T 0 dt \right) = \frac{1}{T} \cdot U_1 \cdot [t]_0^{t_z} = \frac{1}{T} \cdot U_1 \cdot (t_z - 0) = U_1 \cdot \frac{t_z}{T} = U_1 \cdot z$$

Kde: U_1 – vstupní napětí

t_z – doba zapnutí

T – perioda

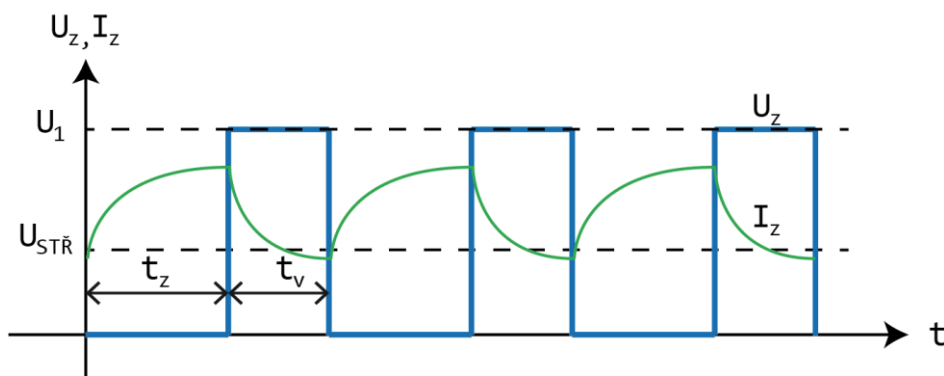
z – zatěžovatel, poměrná doba zapnutí



Obr. 2.2 Průběhy napětí a proudu na zátěži pulzního měniče pro snižování napětí

V případě, kdy je potřeba rekuperace, které se využívá kupříkladu u stejnosměrného motoru při generátorickém brždění, se využívá měnič pro zvyšování napětí. Aby měnič pro zvyšující napětí fungoval správně, musí obsahovat zdroj protinapětí. Dioda D2 je zde proto, aby nedošlo ke zkratu do zdroje, když je sepnut spínací prvek T2. Napětí na zátěži je v tu dobu nulové a proud je uzavřen přes spínací prvek. V následující části, kdy je spínací prvek rozepnut zásluhou L proud teče přes diodu do zdroje. [5] Napětí na zátěži v tu dobu odpovídá napětí zdroje. Totožně jako v předchozím případě můžeme vypočítat střední hodnotu napětí pro zvyšující pulzní měnič:

$$U_{STŘ} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_z} 0 dt + \int_{t_z}^T U_1 dt \right) = \frac{1}{T} \cdot U_1 \cdot [t]_{t_z}^T = \frac{1}{T} \cdot U_1 \cdot (T - t_z) = U_1 \cdot \frac{T - t_z}{T} = U_1 \cdot (1 - z)$$

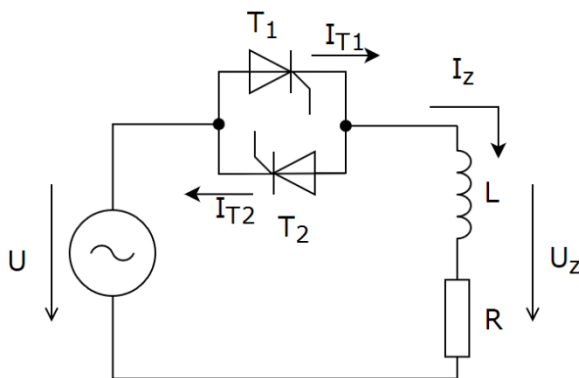


Obr. 2.3 Průběhy napětí a proudu na zátěži pulzního měniče pro zvyšování napětí

U obou výpočtů je brán zjednodušující předpoklad, že proud zátěže je spojitý. V případě, že proud dosáhne nuly dochází k přerušovanému proudu. V tomto okamžiku se na zátěži projeví protinapětí U_i . To znamená, že v případě pulzního měniče pro snižování napětí se střední hodnota zvýší, a to v závislosti na velikosti protinapětí a doby trvání, kdy je nulový proud. Zatímco u pulzního měniče pro zvyšování napětí se střední hodnota naopak zmenší.

2.2 Střídavý měnič napětí

Střídavý měnič napětí mění efektivní hodnotu střídavého napětí, zatímco frekvence zůstává stejná. Využívá se především pro řízení výkonu tepelných zařízení jako jsou odporové pece, nebo také pro změnu jasu osvětlení, eventuálně pro řízení univerzálních komutátorových motorů. [4] Střídavé měniče napětí můžeme rozdělit podle počtu fází, a to na jednofázové a třífázové.

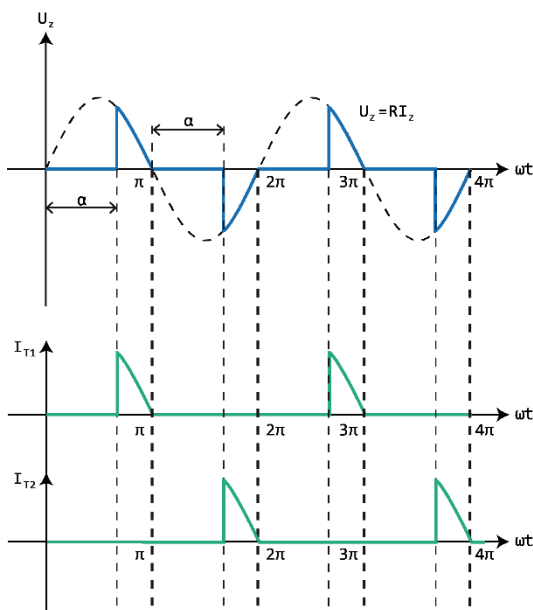


Obr. 2.4 Jednofázový střídavý měnič napětí

Jednofázový střídavý měnič napětí je složen ze dvou antiparalelně zapojených tyristorů, nebo pomocí jednoho triaku, kdy jeden tyristor vede v kladné půlperiodě a druhý tyristor v záporné. Zjednodušíme-li předpoklad, že na zátěži střídače je čistě odporová zátěž, pak má proud identický tvar jako napětí a můžeme jednoduše určit efektivní hodnotu:

$$\begin{aligned}
 U_{Z\text{RMS}} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (U_m \cdot \sin \omega t)^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \cdot U_m^2 \int_{\alpha}^{\pi} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot U_m^2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \left[\omega t - \frac{\sin 2\omega t}{2} \right]_{\alpha}^{\pi}} \\
 &= \sqrt{\frac{U_m^2}{2} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \left(\pi - 0 - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} = U \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}
 \end{aligned}$$

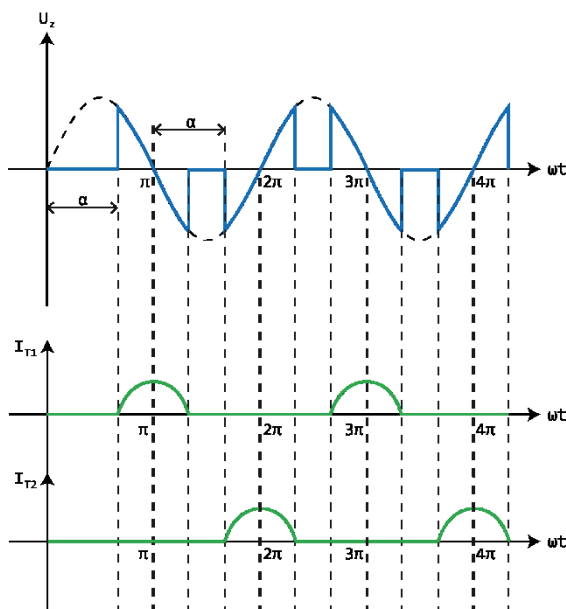
Kde: $U_{Z\text{RMS}}$ – efektivní hodnota napětí na zátěži
 U_m – maximální hodnota vstupního napětí
 U – vstupní napětí
 T – perioda
 α – řídicí úhel



Obr. 2.5 Napětí a proudy střídavého měniče s odporovou zátěží

V případě, že by byla zátěž čistě induktivního charakteru a řídicí úhel by zůstal stejný, jako u čistě odporové zátěže, se doba vedení zdvojnásobí. To znamená, že na zátěži bude efektivní hodnota napětí $\sqrt{2}$ krát větší než v předchozím případě. Vzorec pro výpočet efektivní hodnoty čistě induktivní zátěže potom bude vypadat následovně:

$$U_{Z_{RMS}} = U \sqrt{2 \cdot \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}\right)}$$



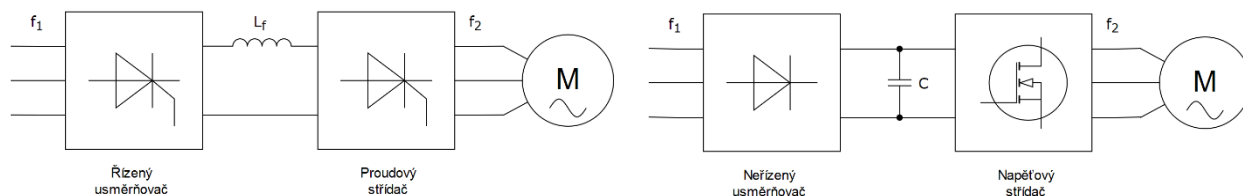
Obr. 2.6 Napětí a proudy střídavého měniče s indukční zátěží

Efektivní hodnota napětí pro obecnou RL zátěž se pak bude pohybovat mezi hodnotami odporové a indukční zátěže.

2.3 Střídavý měnič frekvence

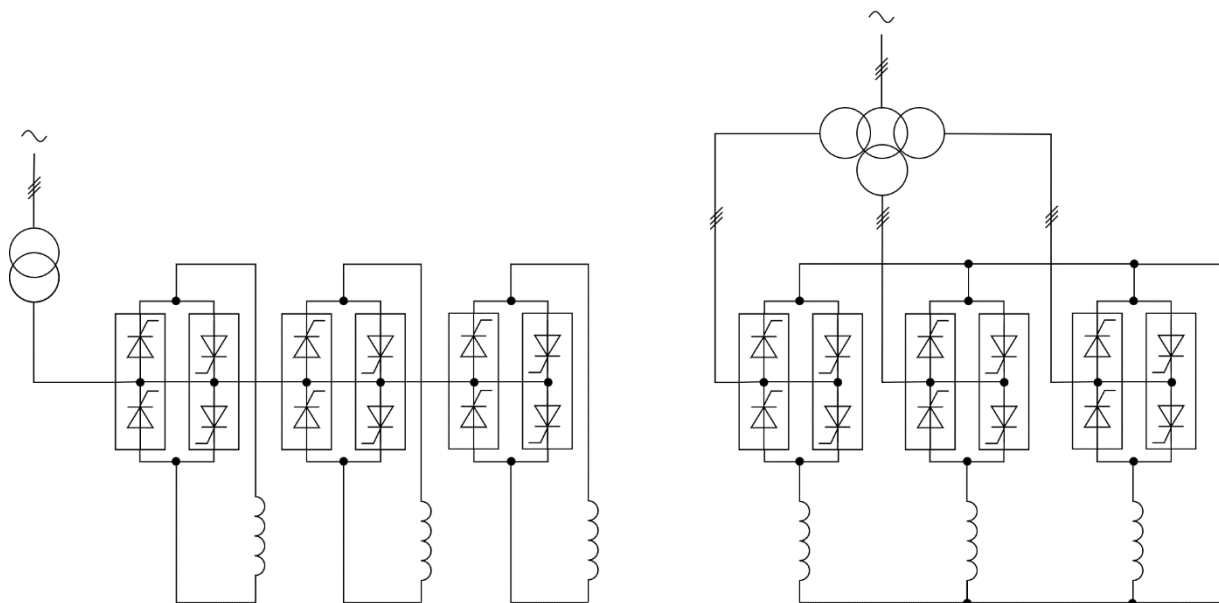
Střídavé měniče frekvence můžeme rozdělit do dvou skupin měničů, a to na nepřímé, kdy se měnič skládá z usměrňovače a střídače, nebo přímé, takzvané cyklokonvertory. Nepřímé měniče nejprve usměrní vstupní střídavé napětí a proud o určité frekvenci a následně toto napětí a proud rozstřídají na požadovanou frekvenci. Používají se zejména k řízení otáček motorů a pro napájení zařízení, které vyžadují jinou frekvenci než síťovou.

Nepřímé měniče můžeme dále rozdělit podle typu střídače, jestli je proudový nebo napěťový. Proudový měnič nejčastěji obsahuje řízený usměrňovač třífázového můstkového typu, na jehož výstupu je připojena tlumivka, která vyhlazuje proud v meziobvodu. Za tlumivkou se pak nachází proudový střídač. Tento měnič se využívá pro pohony velkých výkonů. Zatímco napěťový měnič se skládá z neřízeného usměrňovače, filtračního kondenzátoru v meziobvodu a napěťového střídače. Tenhle druh měničů je nejpoužívanější v průmyslových aplikacích.



Obr. 2.7 Struktura nepřímého měniče frekvence s proudovým střídačem a napěťovým střídačem

Cyklokonvertory se využívají pro napájení pomaluběžných motorů velkých výkonů, jelikož mají velký počet použitých tyristorů. Výstupní frekvence cyklokonvertorů je vždy mnohem menší než vstupní frekvence. Třífázový cyklokonvertor je složen z trojice řízených čtyřkvadrantových usměrňovačů zapojených antiparalelně.

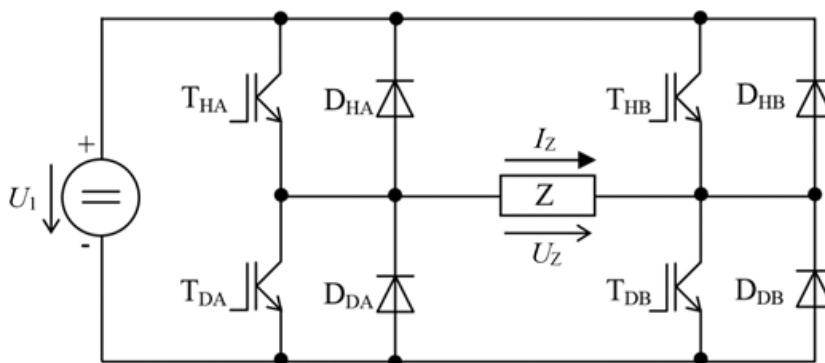


Obr. 2.8 Zapojení třífázového cyklokonvertoru

2.4 Střídač

Podle druhu napájení můžeme střídač rozdělit na napěťový nebo proudový. Střídač mění stejnosměrné napětí nebo proud na střídavé. V současnosti se využívají zejména napěťové střídače. Střídač je také možno provozovat v opačném režimu, kdy se střídavý proud mění zpět na stejnosměrný. Toho lze například využít v pohonech při brždění. Uplatnění střídače najdeme také ve zdrojích nepřerušovaného napájení (UPS – Uninterruptible Power Supply) čili v záložních zdrojích, kdy v případě výpadu elektrické energie je schopen rozstřídat stejnosměrné napětí z akumulátoru, a tak po určitou dobu napájet důležité přístroje. Střídač je možno dále rozdělit na jednofázový a třífázový.

Jednofázový napěťový střídač se skládá ze čtyř spínacích prvků, ke kterým je antiparalelně připojena zpětná dioda. Střídačem protéká proud, jestliže je sepnut alespoň jeden spínací prvek z katodové skupiny a zároveň i anodové skupiny. Řízení jednofázového střídače můžeme provádět šířkově, anebo šířkovou pulzní modulací (PWM), kterou můžeme dále rozdělit na bipolární a unipolární.



Obr. 2.9 Jednofázový napěťový střídač

Šířkové řízení jednofázového střídače zakládá na principu spínání a rozpínání spínacích prvků po určitou dobu v protilehlých větvích. [10] Doba, po kterou je spínací prvek sepnutý je takzvaný programový úhel Ψ . Programový úhel se může pohybovat v rozmezí od 0 do π . V případě, kdy by programový úhel přesáhl hodnotu π by došlo k sepnutí dvou spínacích prvků v jedné větvi, tedy ke zkratu a následnému zničení součástek. Programovým úhlem je možné měnit efektivní hodnotu výstupního napětí a můžeme ji vypočítat následovně:

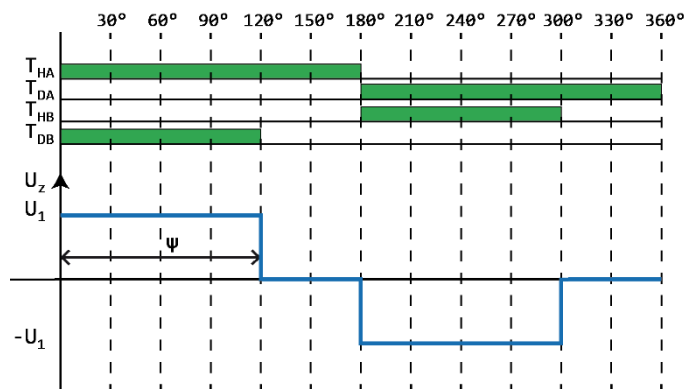
$$U_{Z_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^\Psi U_1^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot U_1^2 \cdot [\omega t]_0^\Psi} = U_1 \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot (\Psi - 0)} = U_1 \sqrt{\frac{\Psi}{\pi}}$$

Kde: $U_{Z_{RMS}}$ – efektivní hodnota napětí na zátěži

U_1 – vstupní napětí

T – perioda

Ψ – programový úhel

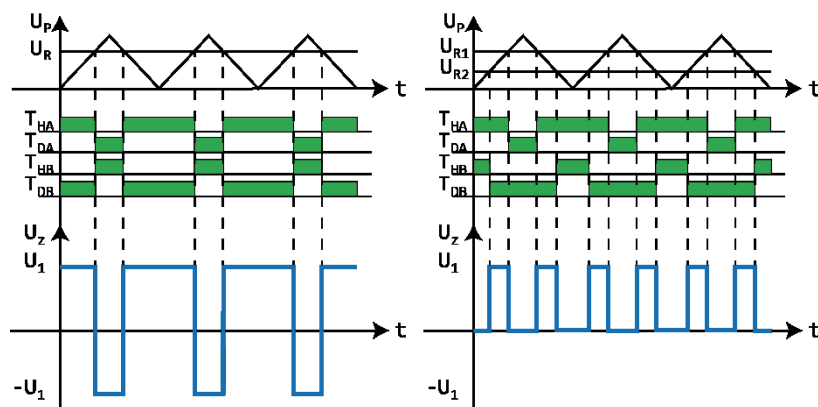


Obr. 2.10 Spínací diagram a průběh napětí na zátěži při programovém úhlu $\Psi = 120^\circ$

U bipolární a unipolární metody je použit algoritmus, který komparuje trojúhelníkový signál s referenčním signálem, který má tvar sinusu. Jestliže je hodnota referenčního signálu větší než hodnota trojúhelníkové signálu, pak je na výstupu plně kladné napájecí napětí, v opačném případě, kdy je referenční hodnota menší než trojúhelníková hodnota, se na výstupu projeví záporné napájecí napětí. Výstupní frekvence střídače je dána frekvencí referenčního signálu, stejně tak i amplituda. Bipolární a unipolární metoda řízení se navzájem liší v principu spínání.

U bipolární metody probíhá k sepnutí dvojice tranzistorů do úhlopříčky, zatímco druhá dvojice je vypnutá. To znamená, že v prvním kroku jsou sepnuty tranzistory T_{HA} a T_{DB} a zároveň rozepnuty tranzistory T_{DA} a T_{HB} . V druhém kroku se situace otočí, tedy tranzistory, které byly sepnuty jsou rozepnuty a naopak. Tento proces se neustále opakuje v závislosti na výstupu komparátoru. U bipolární metody výstup může nabývat kladné nebo záporné hodnoty napájecího napětí U_1 . To má za následek většího zvlnění proudu oproti unipolární metodě.

Unipolární metoda již nespíná pouze do úhlopříčky, ale je fázově posunutá. Algoritmus vypadá následovně: v prvním kroku jsou sepnuty tranzistory T_{HA} a T_{HB} , přičemž ostatní jsou rozepnuty. V následujícím kroku dojde k rozepnutí tranzistoru T_{HB} a také k sepnutí T_{DB} . Dále se sepne tranzistor T_{DA} a rozepne T_{HA} . Celý proces se následně opakuje od začátku. Princip je mnohem snazší na pochopení ze spínacího diagramu, který je zobrazen níže pro obě metody. Výstupní napětí u této metody pak může nabývat 3 hodnot. Kladné napájecí napětí, nulové a záporné napájecí napětí, a proto má tato metoda menší zvlnění proudu než bipolární metoda.



Obr. 2.11 Spínací diagram bipolárního (vlevo) a unipolárního (vpravo) řízení

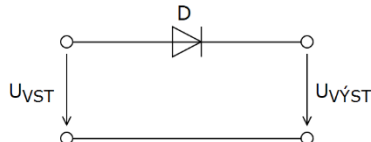
2.5 Usměrňovač

Usměrňovače jsou elektrická zařízení, která převádí střídavé napětí a proud na stejnosměrné napětí a proud. Jejich použití je velmi široké a můžeme je najít například jako součást pro stejnosměrné zdroje. Usměrňovače můžeme rozdělit do několika skupin podle: [6]

- Počtu fází: jednofázové, dvoufázové, třífázové, n-fázové.
- Počtu pulzů: jednopulzní, dvoupulzní, trojpulzní, šestipulzní, více pulzní.
- Principu činnosti: řízené, neřízené, aktivní.
- Způsobu provozu: jednokvadrantové, dvoukvadrantové.
- Zapojení: můstkové, uzlové.
- Tvaru proudu: jednocestné, dvoucestné.

Základním a nejjednodušším typem je neřízený, jednocestný usměrňovač. Pro funkčnost je zapotřebí pouze jedné diody. Jak již z názvu plyne usměrňuje pouze jednu půlvlnu napětí a jeho účinnost je proto poloviční. Použití nalezneme u zařízení odebírající velmi malý proud. Střední hodnota usměrněného napětí se vypočte následovně:

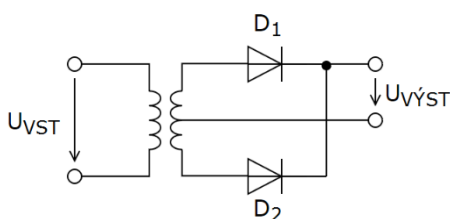
$$U_{dAV}(0) = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi U_m \cdot \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{2\pi} \cdot [-\cos \omega t]_0^\pi = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{RMS}}{2\pi} \cdot (1 + 1) = 0.45 \cdot U_{RMS}$$



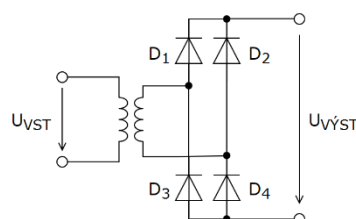
Obr. 2.12 Jednocestný neřízený usměrňovač

Dvoucestný usměrňovač pro svou činnost potřebuje dvě diody. Je schopen usměrňovat obě půlvlny napětí, ale jeho nevýhodou je potřeba transformátoru, který má na sekundární straně dvojité vinutí. Pro případ, kde není takto uzpůsobený transformátor, je zapotřebí využít můstkové zapojení, které vyžaduje 4 diody. Toto zapojení je nejčastěji používané. Střední hodnota usměrněného napětí je:

$$U_{dAV}(0) = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi U_m \cdot \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{\pi} \cdot [-\cos \omega t]_0^\pi = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{RMS}}{\pi} \cdot (1 + 1) = 0.9 \cdot U_{RMS}$$



Obr. 2.13 Dvoucestný neřízený usměrňovač s dvojitým vinutím na sekundární straně



Obr. 2.14 Dvoucestný neřízený usměrňovač v můstkovém zapojení

Dalším typem je třífázový uzlový usměrňovač, který pro svou činnost využívá trojfázovou napájecí síť a tři diody. V současné době se tento typ zapojení příliš nevyužívá. Mnohem častější zapojení je třífázové můstkového typu. Obvod je složen ze šesti diod a můžeme jej považovat za dva trojfázové uzlové usměrňovače zapojené sériově, kde první trojice diod usměrňuje kladné půlvlny a druhá trojice záporné. I zde můžeme vypočítat střední hodnotu usměrněného napětí:

$$U_{dAV}(0) = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \sqrt{3} \cdot U_m \cdot \sin \omega t d\omega t = \frac{6 \cdot \sqrt{3} \cdot U_m}{2\pi} \cdot [-\cos \omega t]_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}}$$

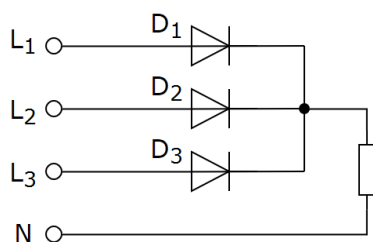
$$= \frac{3 \cdot \sqrt{6} \cdot U_{RMS}}{\pi} \cdot (0.5 + 0.5) = 2.34 \cdot U_{RMS}$$

Kde pro všechny tři vzorce pro usměrňovače platí:

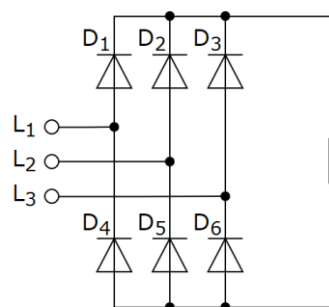
U_m – maximální hodnota napájecího napětí

U_{RMS} – efektivní hodnota napájecího napětí

T – perioda



Obr. 2.16 Třífázový neřízený uzlový usměrňovač



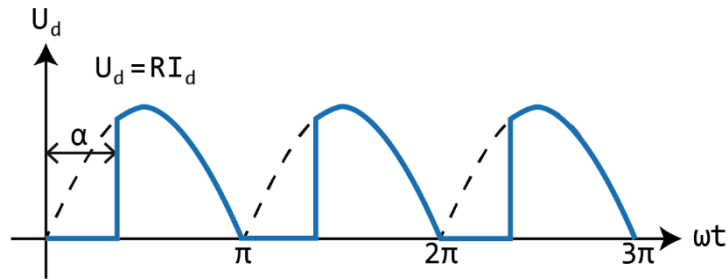
Obr. 2.15 Třífázový neřízený můstkový usměrňovač

Řízené usměrňovač

Řízené usměrňovače jsou schopny měnit výstupní hodnotu napětí usměrňovače v rozmezí od nuly do hodnoty neřízeného usměrňovače, a to s velikou účinností. Schematicky se řízené usměrňovače od neřízeného liší pouze použitou součástí, tedy namísto diody je použit tyristor. Pomocí impulsu, který se přivede na řídicí elektrodu se tyristor sepne. Posun tohoto řídicího impulsu oproti momentu, kdy se dostal tyristor do blokovacího stavu se nazývá řídicí úhel a značí se α . Rozsah tohoto úhlu je od 0° do 180° .

I pro řízené usměrňovače můžeme opět určit střední hodnoty vypočteného napětí. A to pro případ odporové zátěže a odporově induktivní. U odporově induktivní zátěže je výpočet střední hodnoty výstupního napětí docela těžké, jelikož je potřeba znát také časovou konstantu zátěže. Je však možné vypočítat střední hodnotu výstupního napětí, když je proud zátěže spojitý, čemuž odpovídá zátěž s velkou časovou konstantou. [4]

Průběh napětí na výstupu jednofázového usměrňovače s odporovou zátěží je zobrazen na následujícím obrázku:

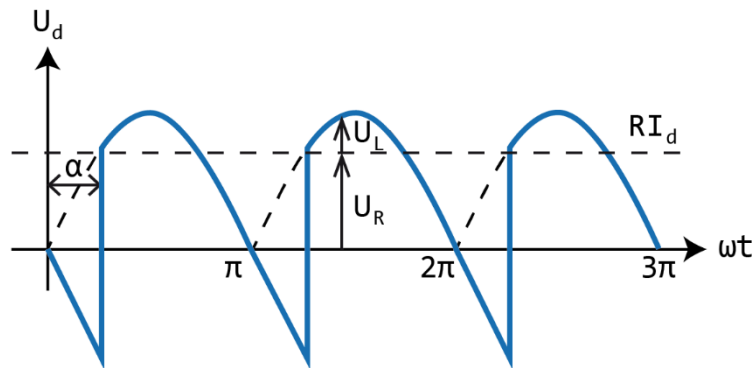


Obr. 2.17 Výstupní napětí jednofázového usměrňovače s odporovou zátěží

Střední hodnota usměrněného napětí jednofázového můstkového usměrňovače pro odporovou zátěž se poté vypočítá následovně:

$$\begin{aligned} U_{dAV}(\alpha) &= \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m \cdot \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{\pi} \cdot [-\cos \omega t]_{\alpha}^{\pi} \\ &= \frac{\sqrt{2} \cdot U_{RMS}}{\pi} \cdot (1 + \cos \alpha) = U_{dAV}(0) \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} \end{aligned}$$

Výstupní napětí odporově induktivní zátěže s velkou časovou konstantou pak vypadá následovně:

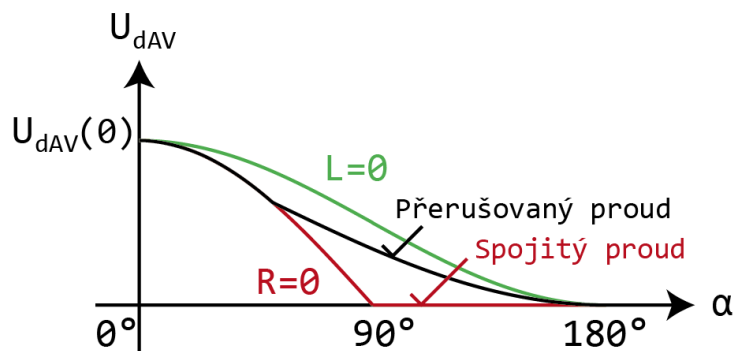


Obr. 2.18 Výstupní napětí jednofázového usměrňovače s odporově induktivní zátěží

A střední hodnotu výstupního napětí jednofázového můstkového usměrňovače s odporově induktivní zátěží při spojitém proudu určíme jako:

$$\begin{aligned} U_{dAV}(\alpha) &= \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} U_m \cdot \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{\pi} \cdot [-\cos \omega t]_{\alpha}^{\alpha+\pi} \\ &= \frac{\sqrt{2} \cdot U_{RMS}}{\pi} \cdot (-\cos(\alpha + \pi) + \cos \alpha) = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{RMS}}{\pi} \cdot (-\cos \alpha \cos \pi + \sin \alpha \sin \pi + \cos \alpha) \\ &= \frac{\sqrt{2} \cdot U_{RMS}}{\pi} \cdot (\cos \alpha + 0 + \cos \alpha) = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{RMS}}{\pi} \cdot 2 \cdot \cos \alpha = U_{dAV}(0) \cdot \cos \alpha \end{aligned}$$

Řídicí charakteristiky dvoupulzního usměrňovače dosáhneme grafickým vyjádřením předchozích rovnic. Vyjadřuje závislost střední hodnoty usměrněného napětí na řídicím úhlu.



Obr. 2.19 Řídicí charakteristiky dvoupulzního usměrňovače

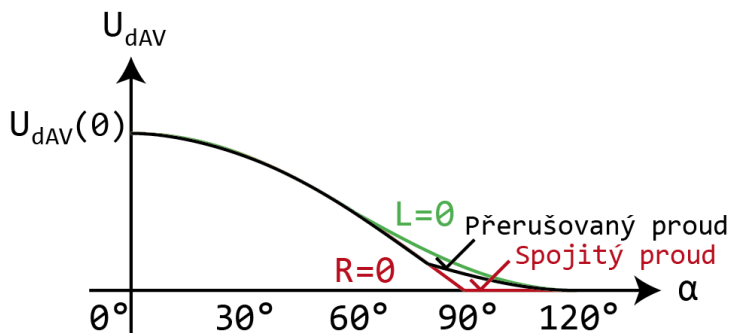
Stejně jako pro jednofázové usměrňovače určíme střední hodnotu pro třífázové usměrňovače, a to pro odporovou zátěž při spojitém proudu, tedy když řídicí úhel α je v rozmezí 0° až 60° :

$$U_{dAV}(\alpha) = \frac{6}{2\pi} \int_{\alpha+\frac{\pi}{3}}^{\alpha+\frac{2\pi}{3}} \sqrt{3} \cdot U_m \cdot \sin \omega t \, d\omega t = \frac{3 \cdot \sqrt{6}}{\pi} \cdot U_{RMS} \cdot \cos \alpha = U_{dAV}(0) \cdot \cos \alpha \quad (2.1)$$

a přerušovaném proudu, kdy řídicí úhel je v rozmezí 60° až 120° :

$$U_{dAV}(\alpha) = \frac{6}{2\pi} \int_{\alpha+\frac{\pi}{3}}^{\pi} \sqrt{3} \cdot U_m \cdot \sin \omega t \, d\omega t = \frac{3 \cdot \sqrt{6}}{\pi} \cdot U_{RMS} \cdot \left[1 + \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right) \right] = U_{dAV}(0) \cdot \left[1 + \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{3} \right) \right] \quad (2.2)$$

Na řídicí charakteristice třífázového usměrňovače můžeme vidět, že obě křivky jsou identické do 60° , protože je proud do tohoto bodu spojitý. Tento bod je označen jako mez spojitosti proudu.

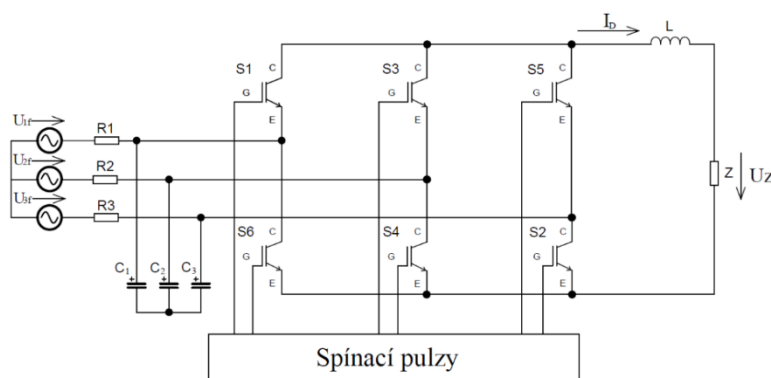


Obr. 2.20 Řídicí charakteristiky třífázového usměrňovače

3. Pulzní usměrňovač

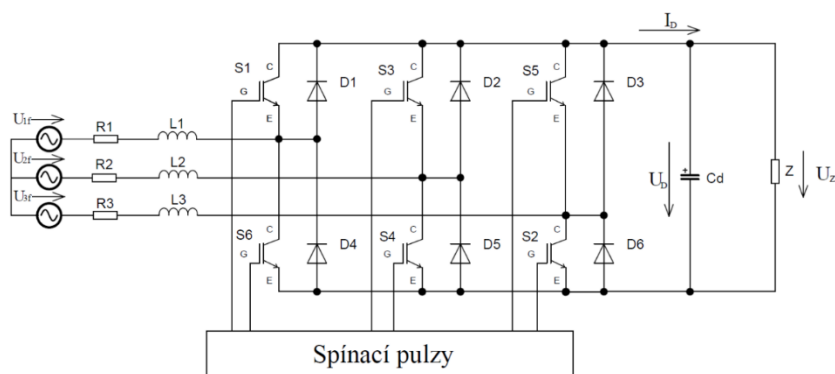
Hlavní úlohou pulzního usměrňovače je, aby měl téměř jednotkový účinník, jinak řečeno, aby odebíraný proud měl harmonický průběh a byl ve fázi se síťovým napětím. Taktéž je vyžadováno, aby pulzní usměrňovač udržel žádanou konstantní hodnotu napětí v meziobvodu. Pulzní usměrňovač můžeme rozčlenit do několika kategorií: s vnější nebo vlastní komutací, proudový nebo napěťový pulzní usměrňovač, podle počtu fází, jestli je jednokvadrantový nebo dvoukvadrantový, či podle počtu pulsů.

Proudový pulzní usměrňovač je vhodný pro práci se stejnosměrnou zátěží, typickým příkladem je stejnosměrný motor. Proudový pulzní usměrňovač lze také použít jako proudový střídač, kde stejně jako u napěťového pulzního usměrňovače je funkce dána vhodným řízením. Nezbytné pro správnou činnost je potřeba na vstupu kondenzátorové baterie, která zde zastává akumulaci funkci. Schéma zapojení třífázového proudového pulzního usměrňovače je možné vidět na následujícím obrázku.



Obr. 3.1 Schéma třífázového proudového pulzního usměrňovače

Schéma třífázového napěťového pulzního usměrňovače je identické jako třífázový napěťový střídač, stejně tak i algoritmus řízení vychází z obdobných principů, kdy vhodným řízením je možné dosáhnout, aby pulzní usměrňovač odebíral harmonicky průběh a byl ve fázi se síťovým napětím, tedy aby splňoval hlavní podmínku pulzního usměrňovače. Spínání spínacích součástek je potřeba synchronizovat se síťovým napětím. Funkce napěťového pulzního usměrňovače je založena na dvou krocích, které se opakují – nabíjení a vybíjení vstupní indukčnosti. [11]



Obr. 3.2 Schéma napěťového pulzního usměrňovače

3.1 Metody řízení

Existuje několik možností, jak řídit pulzní usměrňovač: [7]

- Dvouhodnotové řízení
- Řízení bez regulace řídicího úhlu
- Řízení s regulací řídicího úhlu vypočteného pomocí matematického modelu
- Řízení s regulací fázového posunu
- Selektivní eliminace harmonických
- Vektorové řízení

Obdobu řízení můžeme zpozorovat u regulace asynchronního motoru. První metoda řízení funguje s fázovým závěsem, ten vytváří třífázové řídicí napětí, které je následně násobené žádaným proudem. Tato hodnota je poté porovnávána se skutečnou hodnotou proudu pomocí hysterezního regulátoru. Výstup regulátoru poté ovládá spínání a rozpínání tranzistorů usměrňovače. Tento druh řízení se využívá tam, kde je potřeba téměř harmonického odebíraného proudu a není kladen důraz na fázový posun vůči napájecímu napětí, který je dán zátěží. Takto řízený pulzní usměrňovač je velmi choulostivý na správnou činnost fázového závěsu. Mezi jeho kladné stránky patří jednoduchost, robustnost a odolnost vůči zkreslení napájecího napětí. Naopak zápornou stránkou takto řízeného pulzního usměrňovače je horší filtrace rušení vlivem měnicí se spínací frekvence.

Řízení bez regulace řídicího úhlu se používá u aplikací, kde je potřeba odebírat sinusový proud, ale není potřeba regulovat účinník. Tato metoda řídí pouze velikost proudu na zátěži. Výhoda této metody je její jednoduchost na úkor nemít možnost regulovat účinník.

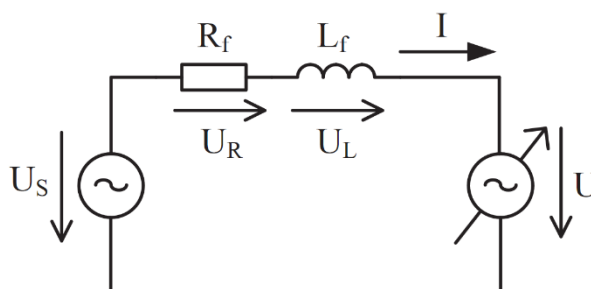
Další možnou metodou řízení je obdobná skalárnímu řízení. Pomocí žádaného proudu, napětí sítě, které známe a kritérií pracovního filtru se vypočte velikost napětí a řídicí úhel. Velmi důležité u této metody je znalost parametrů vstupní filtrační tlumivky usměrňovače a nutnost synchronizace s napětím sítě. Výhodou je možnost kompenzace jalového výkonu. Naopak nevýhodou je zranitelnost vůči zkreslenému síťovému napětí.

U regulace fázového posunu je řídicí veličinou poměrná doba a úhel sepnutí. Úhel sepnutí se volí tak, aby fázový posun byl mezi napájecím napětím a odebíraným proudem. [7] U této metody, na rozdíl od předchozí, není zapotřebí znalostí obvodových parametrů. Přínosem této metody je stejná spínací frekvence a možnost kompenzace jalového výkonu. Zatímco stejně jako v předchozí metodě i zde je regulace neodolná vůči zkreslení síťového napětí.

Selektivní eliminace vyšších harmonických, jak již z názvu plyne potlačuje vybrané vyšší harmonické, zejména 5. a 7., popřípadě 11. a 13. Kladnou stránkou je snížení celkového harmonického zkreslení a odstranění vybraných harmonických. Nevýhodou je však velká náročnost na výpočet.

Pulzní usměrňovač můžeme řídit také vektorově. Takto řízený usměrňovač je obdobný vektorovému řízení motoru. Tato metoda umožňuje přímo řídit činnou a jalovou složku odebíraného proudu, tedy výkonu. Stejně jako u asynchronního motoru je možné u pulzního usměrňovače definovat prostorový vektor síťového napětí a proudu v orientujícím systému veličin. Základní myšlenkou vektorového řízení je rozklad prostorového vektoru napětí a proudu sítě v závislosti na poloze prostorového vektoru napětí sítě a také řízení individuálních složek proudu samostatně, aby nedošlo k vzájemnému ovlivnění. Složky proudu pak reprezentují činný a jalový odebíraný síťový proud, tedy dodávaný proud do sítě.

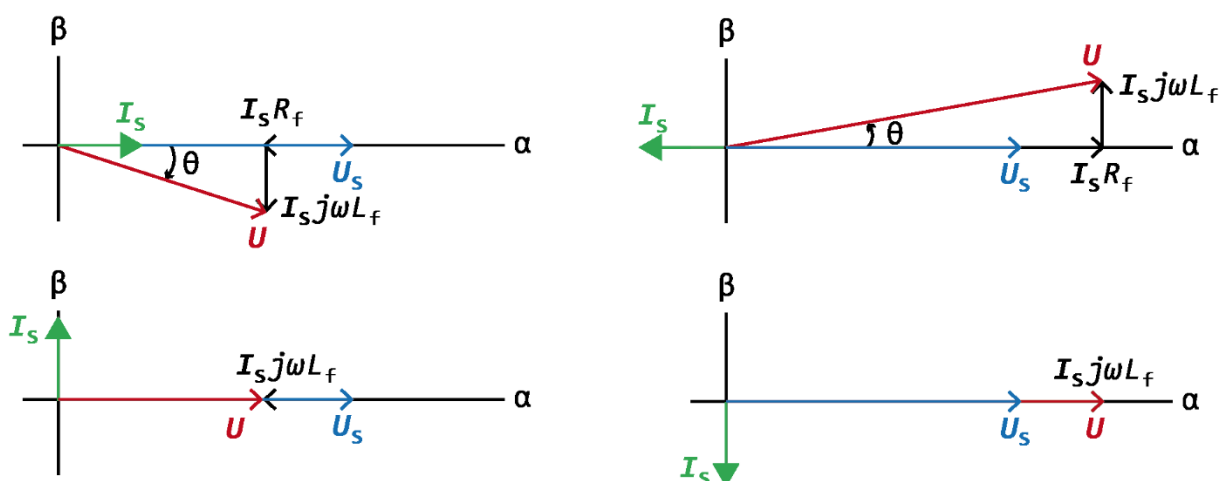
3.2 Matematický popis



Obr. 3.3 Náhradní schéma jedné fáze pulzního usměrňovače

Na obrázku je zobrazeno náhradní schéma jedné fáze pulzního usměrňovače. Kde jeden zdroj U_s reprezentuje ideální zdroj střídavého napětí se sítovou frekvencí f a amplitudou fázového napětí U_s . Řízený napětový zdroj U pak charakterizuje jednu větev pulzního usměrňovače, velikost amplitudy tohoto zdroje napětí pak odpovídá velikosti napětí v meziobvodu a velikost napětí řídicího pro PWM modulátor. [8] Frekvence tohoto napětí je shodná s frekvencí napětí sítě. Pomocí změny velikosti napětí a fázového posuvu dosahujeme požadované hodnoty a směru proudu I tekoucí přes tlumivku L_f .

Požadavkem na pulzní usměrňovač je, aby měl téměř jednotkový účinník, čehož dosáhneme tak, že sítový proud bude ve fázi nebo protifázi s napětím sítě. V případě, kdy je sítový proud ve fázi, se ze sítě odebírá činný výkon, zatímco když je sítový proud v protifázi, tak se do sítě energie vrací zpět. Obě varianty pak můžeme zobrazit v komplexní rovině pomocí vektorových diagramů. Další dvě varianty pak zobrazují odběr a dodání pouze jalové energie.



Obr. 3.4 Vektorové diagramy v komplexní rovině pro jednu fázi usměrňovače

Pomocí vektorových diagramů je pak možné sestavit rovnice, které popisují jednu fázi pulzního usměrňovače:

$$\mathbf{U} = \mathbf{U}_s - \mathbf{I}_s(R_f + j\omega L_f)$$

Z předchozí rovnice je dále možné určit velikost vektoru napětí:

$$U = \sqrt{(U_s + I_s R_f)^2 + (I_s \omega L_f)^2}$$

a také fázový úhel:

$$\theta = \arctan\left(-\frac{I_s \omega L_f}{U_s + I_s R_f}\right)$$

Pomocí těchto vzorců je možné vypočíst úbytek napětí na filtrační tlumivce, požadovaného napětí usměrňovače k napětí v meziobvodu. Pro výpočet okamžitých hodnot napětí a proudů se využije následující rovnice:

$$\mathbf{u}^s = \mathbf{u}_s^s - R_f \mathbf{i}_s^s - j\omega L_f \frac{d\mathbf{i}_s^s}{dt}$$

Pomocí vektorového natočení do orientovaného souřadného systému [d, q] a následující úpravě dostaneme rovnici, která popisuje chování řízeného usměrňovače:

$$L_f \frac{di_d}{dt} = u_{sd} - i_d R_f + \omega L_f i_q - u_d \quad (3.1)$$

$$L_f \frac{di_q}{dt} = u_{sq} - i_q R_f + \omega L_f i_d - u_q \quad (3.2)$$

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3 \cdot u_s}{u_{dc}} i_d - i_{dc} \quad (3.3)$$

Stejně jako u asynchronních strojů je i zde vzájemná křížová vazba mezi složkami u_d a u_q . Aby bylo možné tyto složky nezávisle regulovat musí se zrušit jejich křížová vazba. To je možné provést přidáním následujících dvou rovnic do řídicího systému usměrňovače:

$$u_d = -u_d^* + \omega L_f i_q + u_{sd} \quad (3.4)$$

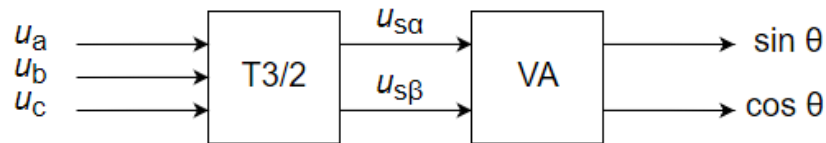
$$u_q = -u_q^* + \omega L_f i_d + u_{sq} \quad (3.5)$$

Jak je možné vidět z rovnic, pro správné zrušení křížové vazby je potřeba znát velikost vstupní indukčnosti.

3.3 Vyhodnocení polohy napájecího napětí

Jednou z hlavních podmínek pro vektorovou regulaci proudu pulzního usměrňovače je potřeba znát polohu vektoru napájecího napětí. Kvalita této regulace je pak závislá na korektním vyhodnocení. Existuje několik metod, jak vyhodnotit polohu vektoru napájecího napětí.

Jedna z metod je pomocí transformace třífázového napětí do statorového souřadnicového systému a následné analýzy pomocí vektorového analyzátoru. Vyhodnocení polohy touto metodou je nejjednodušší, ale za to má nevýhodu v tom, že nedokáže potlačit zkreslení vyšších harmonických frekvencí napětí sítě, způsobené rušením. Blokové schéma je zobrazeno na následujícím obrázku.



Obr. 3.5 Blokové schéma vyhodnocení polohy napájecího napětí pomocí VA

Transformaci z trojfázového systému $[a, b, c]$ do dvojosého souřadnicového systému $[\alpha, \beta]$ provedeme následovně: [9]

$$u_{s\alpha} = \frac{2}{3}u_a - \frac{1}{3}u_b - \frac{1}{3}u_c$$

$$u_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}u_b - \frac{1}{\sqrt{3}}u_c$$

Rovnice můžeme zapsat také pomocí matice:

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \end{bmatrix}$$

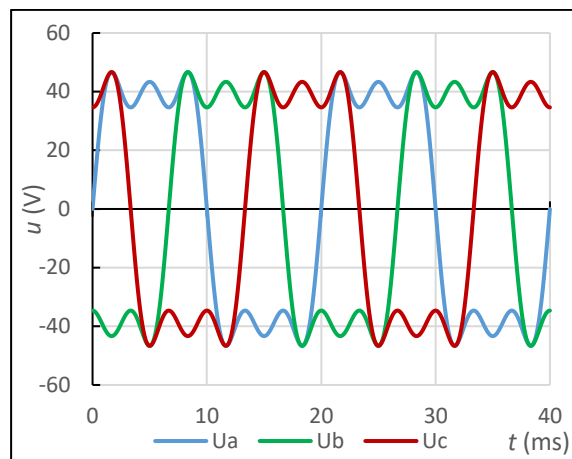
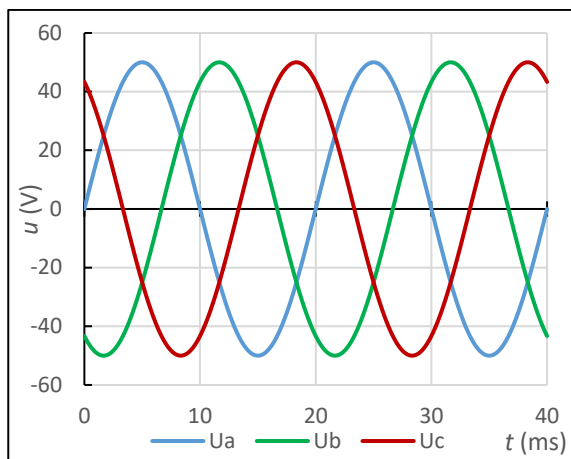
Orientující úhel se pak získá pomocí vektorového analyzátoru, který převede kartézské souřadnice na polární pomocí těchto vzorců:

$$\theta = \arctan \frac{u_{s\beta}}{u_{s\alpha}}$$

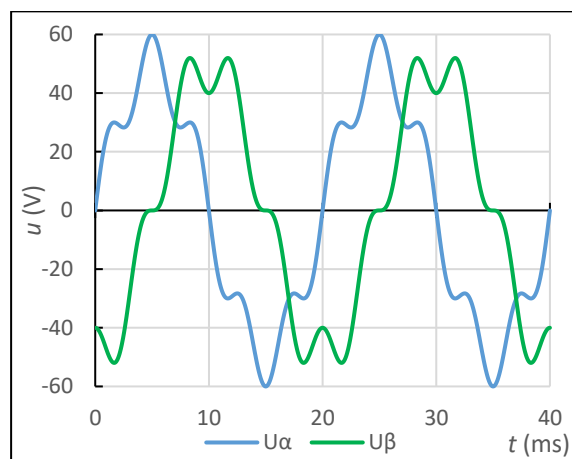
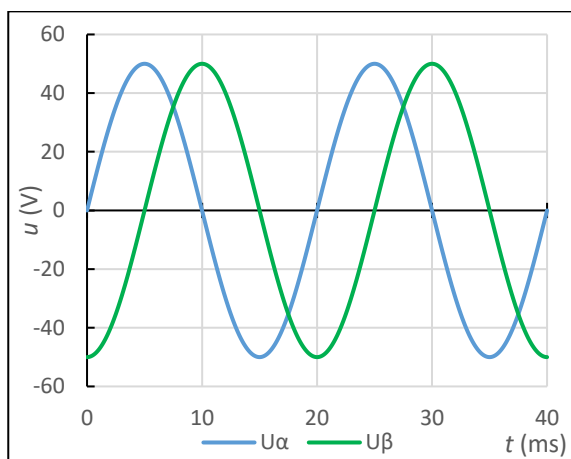
$$u_{sm} = \sqrt{u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2}$$

$$\sin \theta = \frac{u_{s\beta}}{u_{sm}}$$

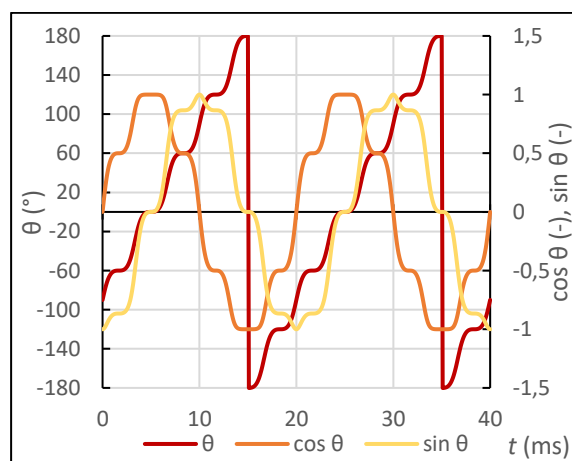
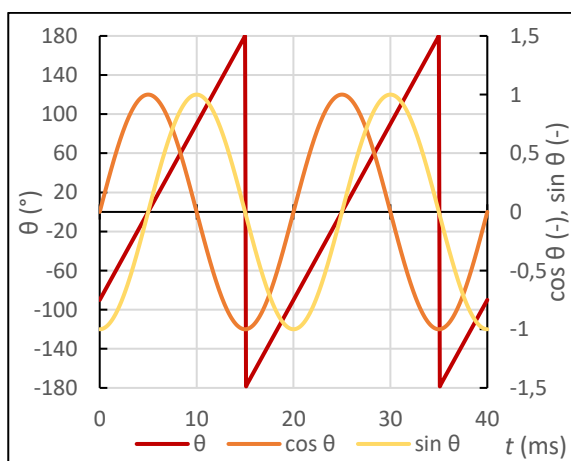
$$\cos \theta = \frac{u_{s\alpha}}{u_{sm}}$$



Obr. 3.6 Trojfázové síťové napětí
ideální (vlevo), zkreslené s 3. a 5. harmonickou (vpravo)



Obr. 3.7 Transformované napětí ve dvojosém souřadnicovém systému $[\alpha, \beta]$
ideální (vlevo), zkreslené s 3. a 5. harmonickou (vpravo)

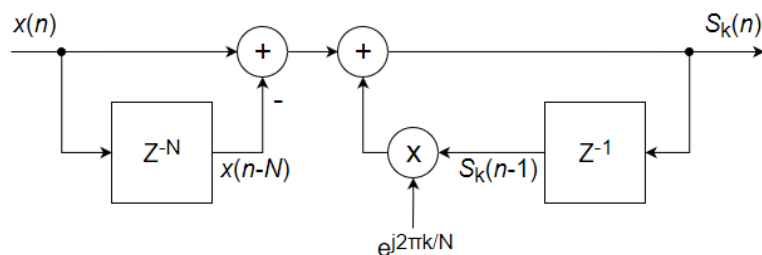


Obr. 3.8 Vyhodnocený orientující úhel a jeho cosinus i sinus
ideální (vlevo), zkreslený s 3. a 5. harmonickou (vpravo)

Na předchozích obrázcích je zachycen průběh jednotlivých fází síťového napětí v trojfázovém souřadnicovém systému [a, b, c], jejich následná transformace do dvojsového souřadnicového systému [α , β] a vyhodnocení orientujícího úhlu. V levém sloupci je vždy zobrazen ideální průběh a v pravém sloupci je pak zachycen zkreslený signál, který obsahuje 3. a 5. harmonickou složku. Z těchto obrázků zcela jasně vyplývá, že vyhodnocený úhel je taktéž zkreslený obsahem vyšších harmonických složek, a proto není zcela vhodný.

Dalším řešením pro vyhodnocení polohy napájecího napětí je metoda diskretní Fourierovy transformace – DFT. Tato metoda je použitelná v případě, že pulzní usměrňovač je regulovaný rychlým mikropočítačem. Kladnou stránkou této metody je možnost vyhodnocení kromě orientujícího úhlu první harmonické, také její amplituda, ale i další harmonické složky v síťovém napětí a jejich parametry. [8] Vhodnou metodou je pak možné potlačit tyto harmonické složky.

Mnohem méně náročnější na výpočet je metoda „Sliding Discrete Fourier Transform“ – SDFT, v překladu klouzající diskretní Fourierova transformace. SDFT je oproti DFT nenáročná na výpočet, jelikož nepočítá celé spektrum, ale pouze jednotlivé amplitudy a fáze harmonických frekvencí vstupního signálu. Proto je tato metoda mnohem vhodnější, protože pro vyhodnocení orientujícího úhlu jsou zapotřebí jen parametry první harmonické.



Obr. 3.9 Blokové schéma SDFT

Z blokového schématu můžeme vidět, jak SDFT funguje. V první části se přičte nejnovější vzorek a nejstarší vzorek se odečte, poté dojde k uložení nejnovějšího vzorku do paměti. Tento součet se přičte k předchozímu vzorku, který je vynásobený koeficientem $e^{j2\pi k/N}$. Na výstupu je již nový vzorek SDFT a celý proces se opakuje. Přínosem této metody je efektivnost, jelikož každý následující vzorek SDFT je vypočítán z předchozího vzorku SDFT. Odtud taky plyne název klouzající DFT. Výpočet k-té harmonické se provede následovně:

$$S_k(n) = x(n) - x(n - N) + S_k(n - 1) \cdot e^{j2\pi \frac{k}{N}}$$

Kde: $S_k(n)$ – nový vzorek SDFT
 $x(n)$ – nejnovější vstupní vzorek
 $x(n - N)$ – nejstarší vstupní vzorek
 $S_k(n - 1)$ – předchozí vzorek SDFT

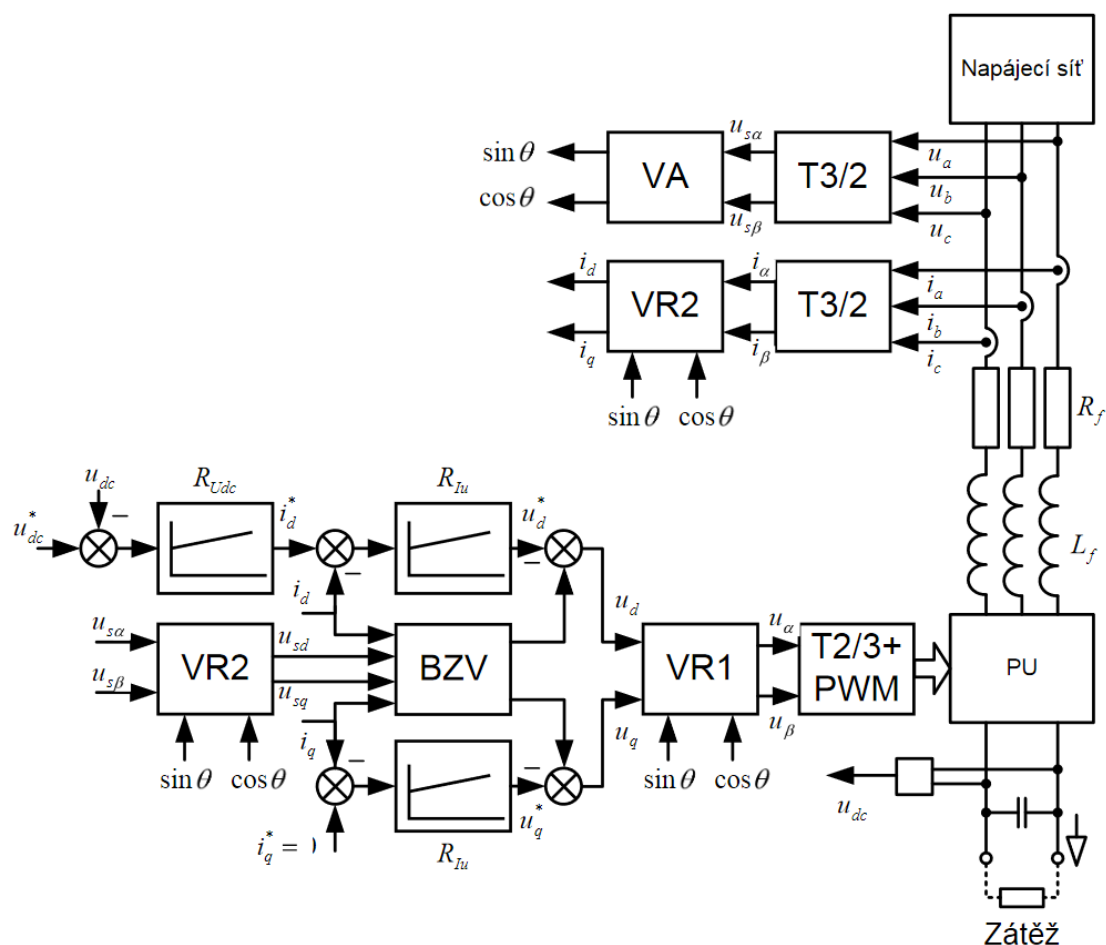
Počet vzorků N , které jsou zapotřebí pro SDFT je možné vypočítat pomocí rovnice:

$$N = \frac{f_{vz}}{f_1}$$

Kde: f_{vz} – frekvence vzorkování
 f_1 – frekvence 1. harmonické

3.4 Bloková struktura pulzního usměrňovače řízeného vektorově

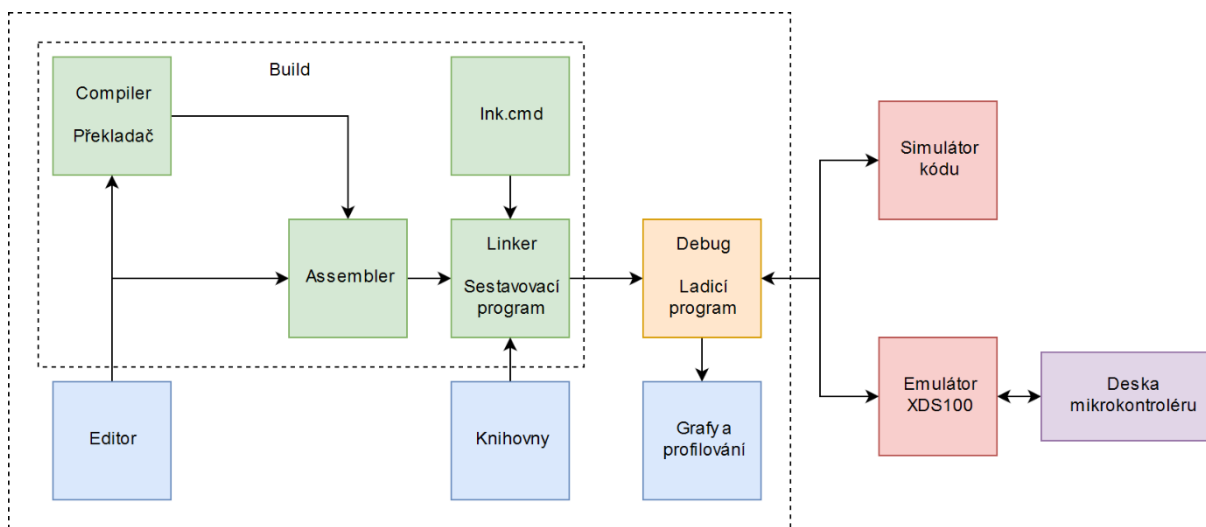
Z blokového schéma můžeme vidět celý princip vektorového řízení pulzního usměrňovače. Z napájecí sítě snímáme všechny fázová napětí a proudy. Ty jsou následně transformovány transformací 3 na 2 do dvojosého souřadnicového systému $[\alpha, \beta]$ pomocí vzorců, které jsou uvedeny v kapitole vyhodnocení polohy napájecího napětí. Napětí je poté analyzováno ve vektorovém analyzátoru. Vektorový analyzátor převede kartézské souřadnice na polární a tím se získá orientující úhel, respektive jejich sinus a cosinus. Sinus a cosinus orientujícího úhlu je použit v bloku vektorové rotace, kde se převedou proudy z dvojosého souřadnicového systému $[\alpha, \beta]$ do rotorového souřadnicového systému $[d, q]$. Tyto naměřené a následně převedené proudy jsou poté odečteny od žádaných hodnot a vstupují do regulátorů proudů. Na výstupu regulátoru je pak potřeba ještě odečíst hodnotu z bloku zrušení křížové vazby. Tyto hodnoty jsou poté znovu vektorově natočeny a transformovány transformací 2 na 3. Převedené hodnoty slouží jako vstup pro pulzní šířkovou modulaci PWM, která generuje spínací pulzy. Výstup PWM je již připojen na budiče tranzistorů pulzního usměrňovače. Jelikož je hlavní podmínkou, aby byl účinník téměř jednotkový, to znamená, aby byl jalový proud roven nule, je potřeba nastavit q složku žádaného proudu na hodnotu nula. Činný proud pak představuje d složka proudu.



Obr. 3.10 Blokové schéma pulzního usměrňovače řízeného vektorově [8]

4. Software

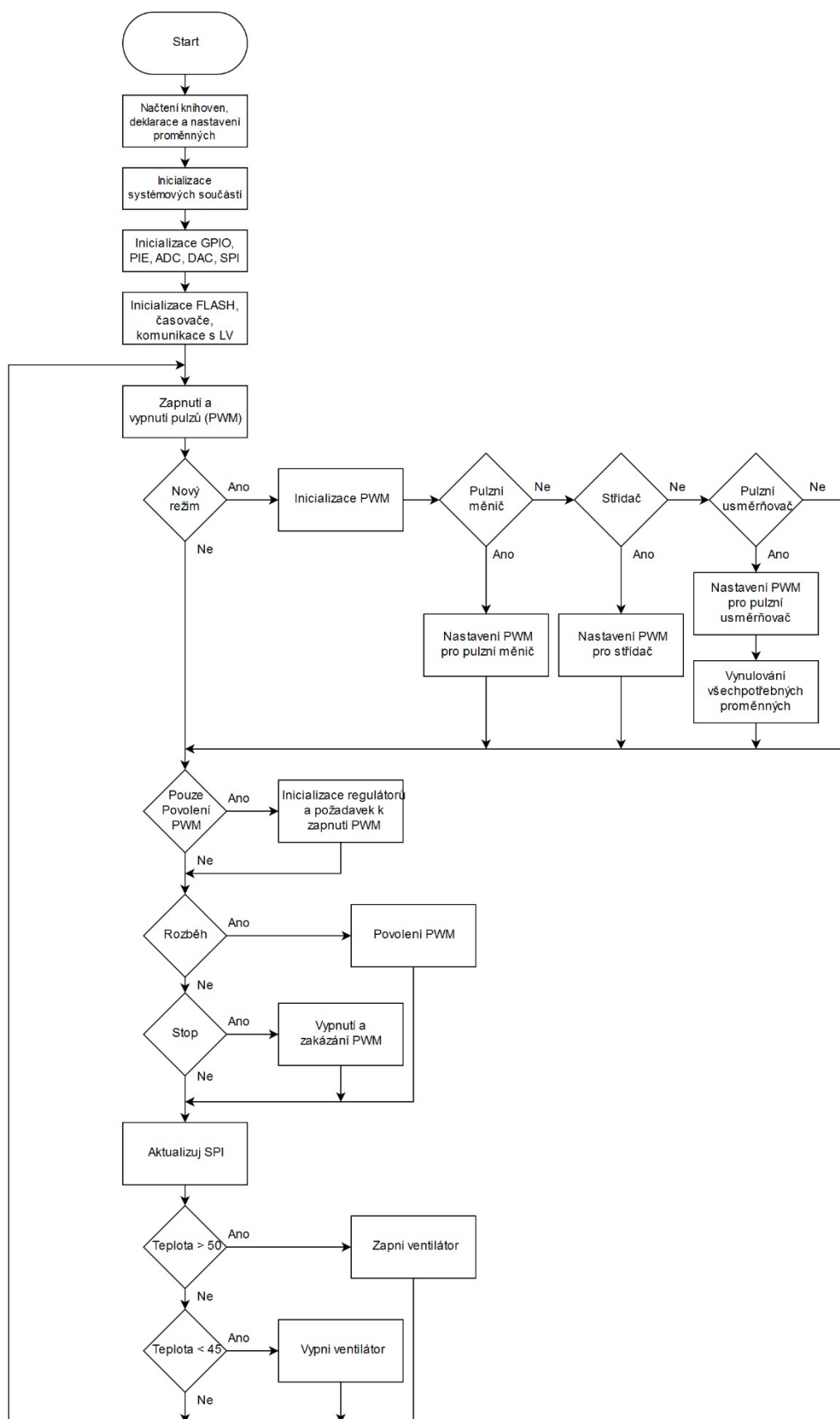
Program pro ověření funkčnosti algoritmu pulzního měniče rozšiřuje software, který obsahuje algoritmy pro pulzní měnič a střídač. Program je napsán v programu Code Composer Studio (CCS) v jazyce C/C++. CCS obsahuje editor ve kterém lze editovat zdrojový kód. Ten je následně přeložen do jazyku symbolických adres a poté spojen s knihovnami a dalšími programovacími moduly pomocí linkeru. Po sestavení programu je potřeba program odladit a následně nahrát program do desky MCU. Pro nahrání ověřovacího programu, který je v příloze je potřeba znát 10místné heslo: „MSMKPU2019“.



Obr. 4.1 Blokové schéma tvorby programu v CCS

4.1 Diagram

Program jako první načte všechny potřebné knihovny, deklaruje všechny proměnné a nastaví jejich výchozí hodnotu. Následuje inicializace všech potřebných komponentů. Mezi které patří systémové nastavení, GPIO, přerušení, analogové digitální a digitálně analogové převodníky, komunikační rozhraní, komunikace s LabView, časovače a pokud je vydána ostrá verze, tak i paměť typu FLASH. Po veškeré inicializaci se program dostane do hlavní smyčky. Zde zapíná nebo vypíná PWM, a to podle nastavených proměnných. Pokud v programu LabView dojde ke stisku tlačítka rozběh, tak se nejprve povolí PWM. V následujícím cyklu se zkontroluje, jestli je pouze povolena, ale není ještě zapnutá. Pokud je to pravda, tak dojde k inicializaci PI regulátorů a požadavku na zapnutí PWM. Další cyklus již zapne skutečné pulzy PWM. V případě zastavení dojde k okamžitému vypnutí a zakázání požadavků na generování PWM. V hlavní smyčce také probíhá komunikace a kontrola teplot. Pokud teplota bude větší než 50°C dojde ke spuštění ventilátorů. Když teplota klesne pod hodnotu 45°C ventilátory se zastaví. V hlavní smyčce probíhá ještě jedna důležitá věc, a to kontrola změny režimu. Jakmile dojde ke změně režimu, procesor inicializuje modul PWM a podle zvoleného režimu nastaví vhodné parametry. U pulzního usměrňovače navíc dochází k vynulování všech potřebných proměnných. Celý tento proces je vidět na následujícím blokovém schématu.

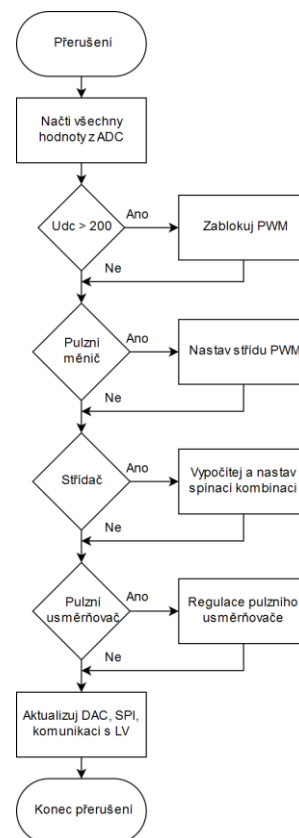


Obr. 4.2 Blokové schéma hlavní smyčky programu

Kromě hlavní smyčky program vykonává také přerušení. Blokové schéma obsluhy přerušení je možné vidět na obrázku, který je hned vedle. Přerušení vyvolává analogově digitální převodník a to tehdy, když dojde k dokončení převodu. Uvnitř přerušení se načtou všechny hodnoty převodníků, kterým odpovídá napětí a proudy jednotlivých fází. Také se měří napětí v meziobvodu. Toto napětí se kontroluje, jestli nepřesáhne hodnotu 200V. Pokud je napětí větší, dojde k okamžitému zablokování PWM.

Následně se kontroluje zvolený režim. V případě pulzního měniče se nastaví pouze střída PWM. U střídače již záleží na tom, jaký přesný režim je zvolený a podle toho se určí a nastaví vhodná spínací kombinace. Pro případ, kdy je zvolený režim pulzní usměrňovač, dochází k regulaci podle blokového schéma regulace pulzního usměrňovače, které je možné vidět v kapitole 3.4. Kromě regulace zde také probíhá odstranění offsetu proudových čidel a také se zde vypočítávají střední a efektivní hodnoty napětí a proudů sítě pro všechny fáze. Střední hodnota napětí pak slouží k vykompenzování offsetu napěťových čidel.

Jako poslední se potom aktualizuje digitálně analogový převodník, komunikace SPI a komunikace s LabView. Následně dojde k vymazání příznaku přerušení a ukončení přerušení, tedy návrat do hlavní smyčky.



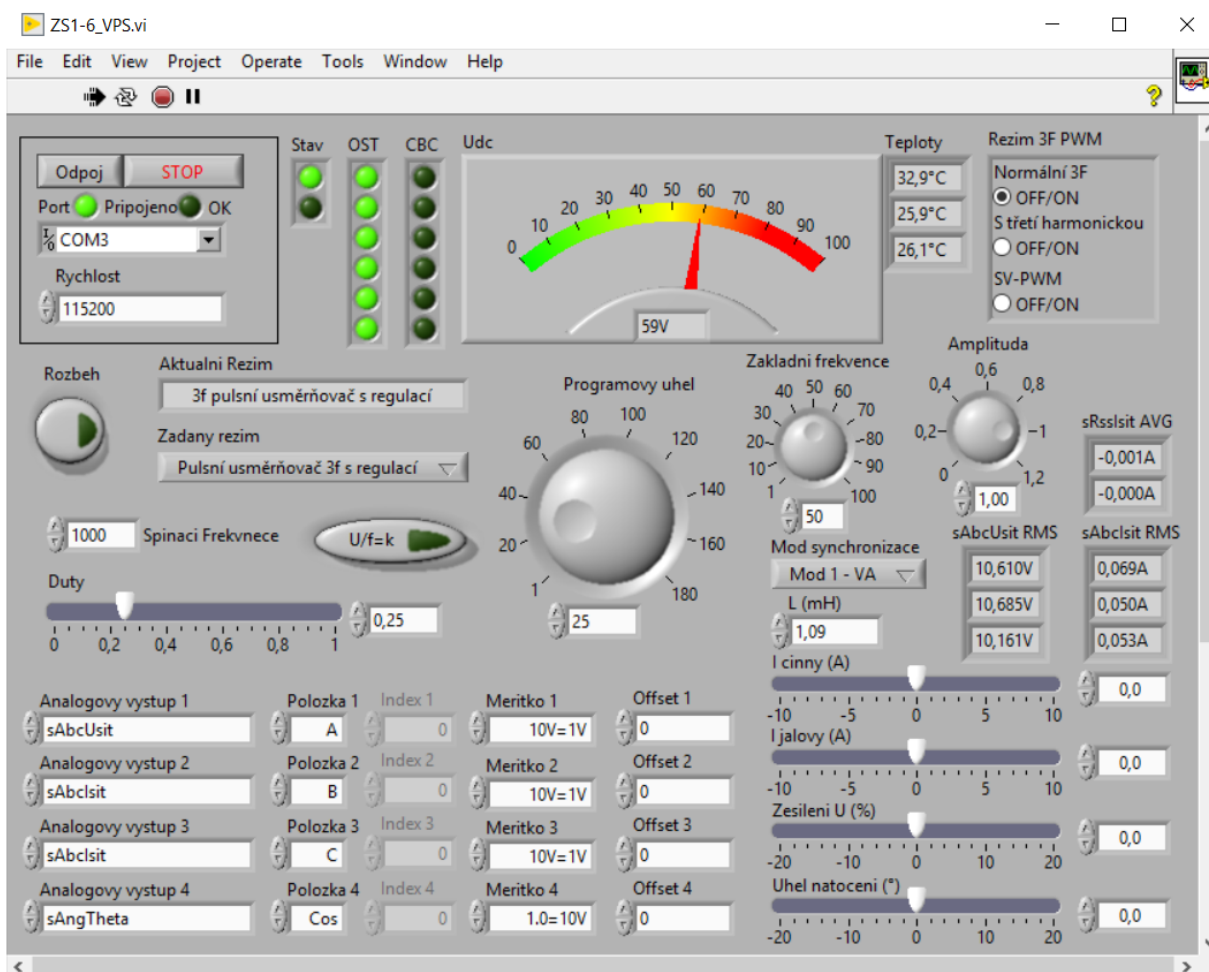
Obr. 4.3 Blokové schéma přerušení

4.2 Ovládání

Celý měnič se ovládá programem, který je vytvořen v LabView. Taktéž se jedná o rozšíření programu, který již obsahoval ovládání pro pulzní měnič a střídač. Signálový procesor komunikuje s počítačem pomocí sériového rozhraní. Čtení a zápis proměnných je prováděno přímo do paměťového prostoru signálového procesoru.

Popis ovládacích prvků, které přibýly oproti původní verzi:

- Zadaný režim – rozšíření o režim pulzního usměrňovače s a bez regulátoru
- Mód synchronizace – mód VA (vektorový analyzátor)
– mód SDFT (klouzající diskrétní Fourierova transformace)
- L (mH) – nastavení velikosti vstupní indukčnosti v jednotkách mH
- I činný – žádaná hodnota činného proudu při režimu s regulátorem
- I jalový – žádaná hodnota jalového proudu při režimu s regulátorem
- Zesílení U (%) – nastavení poměru napětí sítě k napětí usměrňovače při režimu bez regulátoru
- Úhel natočení (°) – nastavení úhlu natočení ve stupních při režimu bez regulátoru
- sAbcUsit RMS – vypočtená efektivní hodnota síťového napětí pro všechny fáze
- sAbcIsit RMS – vypočtená efektivní hodnota síťového proudu pro všechny fáze
- sAbcIsit AVG – vypočtená střední hodnota síťového proudu pro všechny fáze



Obr. 4.4 Ovládání měniče v programu LabView

Jako první je potřeba zahájit komunikaci mezi počítačem a měničem. K tomu je zapotřebí zvolit vhodný port a komunikační rychlost. Po zahájení spojení se automaticky načtou veškeré proměnné jako je aktuální režim, teploty, napětí a další. Poté je potřeba zvolit vhodný režim. Pro pulsní usměrňovač jsou dostupné dvě varianty: s regulátorem a bez regulátoru. Jakmile se zvolí jedna z těchto metod, dojde k inicializaci potřebných proměnných a začne se měřit efektivní hodnota napětí sítě, dále střední a efektivní hodnota proudu sítě, a to pro všechny tři fáze. Velmi důležitým parametrem, který je potřeba nastavit je velikost vstupní indukčnosti. Zadává se v jednotkách mH a slouží pro správné zrušení křížové vazby. V tento okamžik je vše připravené a je možné rozběhnout měnič tlačítkem „Rozběh“. U metody s regulátorem je možné měnit d a q složky proudu, tedy činný a jalový proud. Zatímco u metody bez regulátoru lze nastavit zesílení napětí a úhel natočení. Pro obě metody je možné nastavit mód synchronizace. Aktuální verze má dva módy synchronizace: VA – vektorový analyzátor a SDFT – klouzající diskrétní Fourierova transformace. Veškeré proměnné, které jsou uvedeny ve zdrojovém kódu v main.c před klíčovým slovem main, je možné vyvést na analogový výstup. Je možné vyvést až 4 proměnné, které lze zobrazit na osciloskopu.

5. Průběhy a ověření

Kromě měřítek osciloskopu je také důležité dbát na měřítka nastavena v programu LabView. Tyto měřítka jsou uvedeny v legendě. Následující obrázky zobrazují funkčnost pulzního usměrňovače a dokazují možnost libovolného nastavení.

V první části je testován mód synchronizace, který je možné vidět na obrázku 5.1 a 5.2. Na prvním kanálu osciloskopu je zachyceno napětí sítě, kde můžeme vidět, jak je signál zkreslený šumem. Čtvrtý kanál poté zobrazuje vyhodnocenou polohu napájecího napětí. Jak již bylo vysvětleno v teorii, nevhodně zvoleným módem synchronizace, pomocí vektorové analýzy (VA) je i vyhodnocená poloha zkreslená a tím i natočený proud, který je zachycen na třetím kanálu. Vhodnější metoda synchronizace je pomocí klouzající diskrétní Fourierovi transformace (SDFT), která se synchronizuje s první harmonickou. Na obrázku 5.2 je možné vidět, že i když je síťové napětí zkreslené, tak vyhodnocené orientující veličiny mají tvar sinu a natočený proud není zkreslený. Důvodem proč síťový proud není ve fázi se síťovým napětím je dána nastavením žádané q složky proudu, která v tu dobu byla nastavena na 5A.

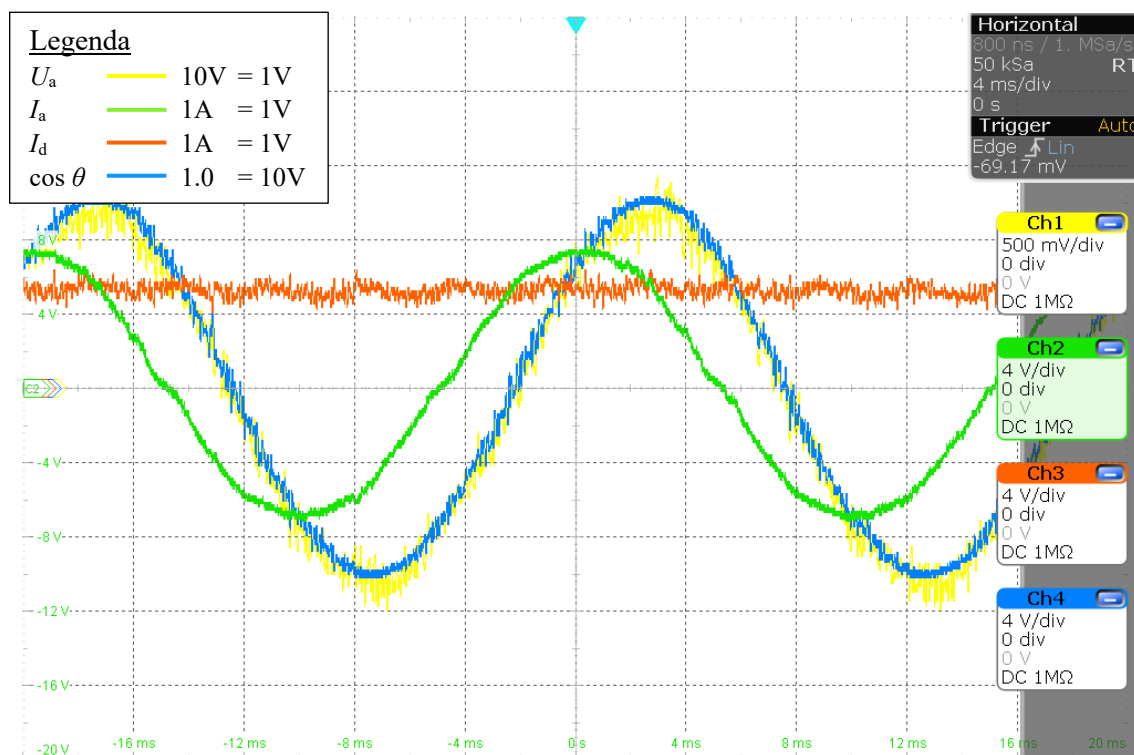
V druhé části je ověřena funkčnost nastavení d a q složky proudu. Na obrázku 5.3 je zachycena reverzace d složky proudu z 5A na -5A. Z obrázku je patrné, že při kladně nastavené hodnotě je proud ve fázi se síťovým napětím a ze sítě je odebírán činný výkon. Zatímco v druhé polovině je proud v protifázi a vrací tak energii zpět. Obrázek 5.4 pak znázorňuje chování měniče při reverzaci q složky proudu, a to z 5A na -5A. Z obrázku je jasně vidět, že proud není ve fázi nebo protifázi s napětím, a tedy odebírá nebo dodává jalovou energii.

Druhá část měření byla provedena pro režim pulzního usměrňovače s regulátorem, ve kterém je možné nastavovat d a q složka proudu. Třetí část měření je provedena pro režim bez regulátoru, u kterého lze nastavovat zesílení a úhel natočení. Pro obě tyto měření je použit mód synchronizace SDFT, i když oba režimy podporují možnost volby synchronizace.

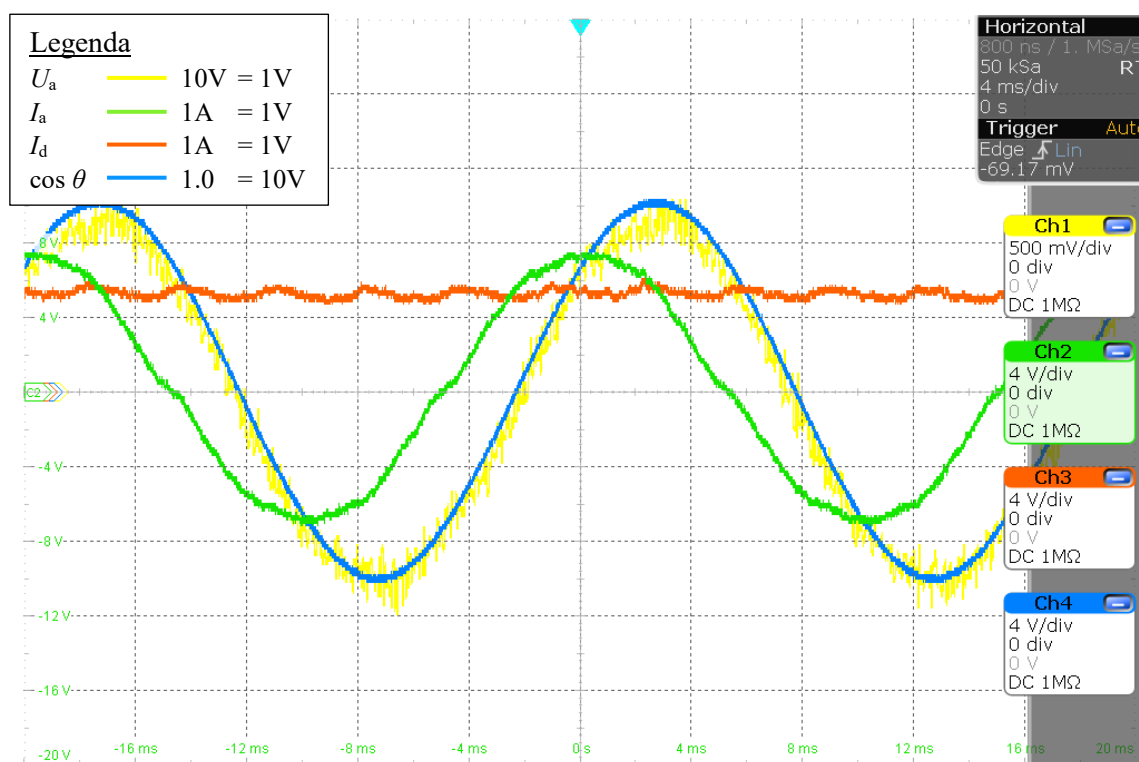
Obrázek 5.5 a 5.6 zobrazuje funkčnost nastavení zesílení, tedy poměr napětí sítě k napětí usměrňovače. Na prvním obrázku je nastaveno zesílení na 10% a na druhé zesílení -10% a je možné vidět, že tomu tak skutečně je. Zesílení je možné nastavit od -20% do 20%, ale je možné tyto hranice velmi rychle změnit bez nutnosti zásahu do zdrojového kódu a přehrání procesoru. Další obrázky již dokazují možnost změny úhlu natočení. Opět jsou zobrazeny dvě varianty pro 15° a -15° . Hranice úhlu natočení jsou od -20° do 20° a opět jako u zesílení je velmi jednoduché tyto hranice změnit.

Zcela jistě lze zesílení a úhel natočení libovolně kombinovat, avšak je třeba být obezřetný na to, aby měnič nezačal oscilovat.

5. Průběhy a ověření

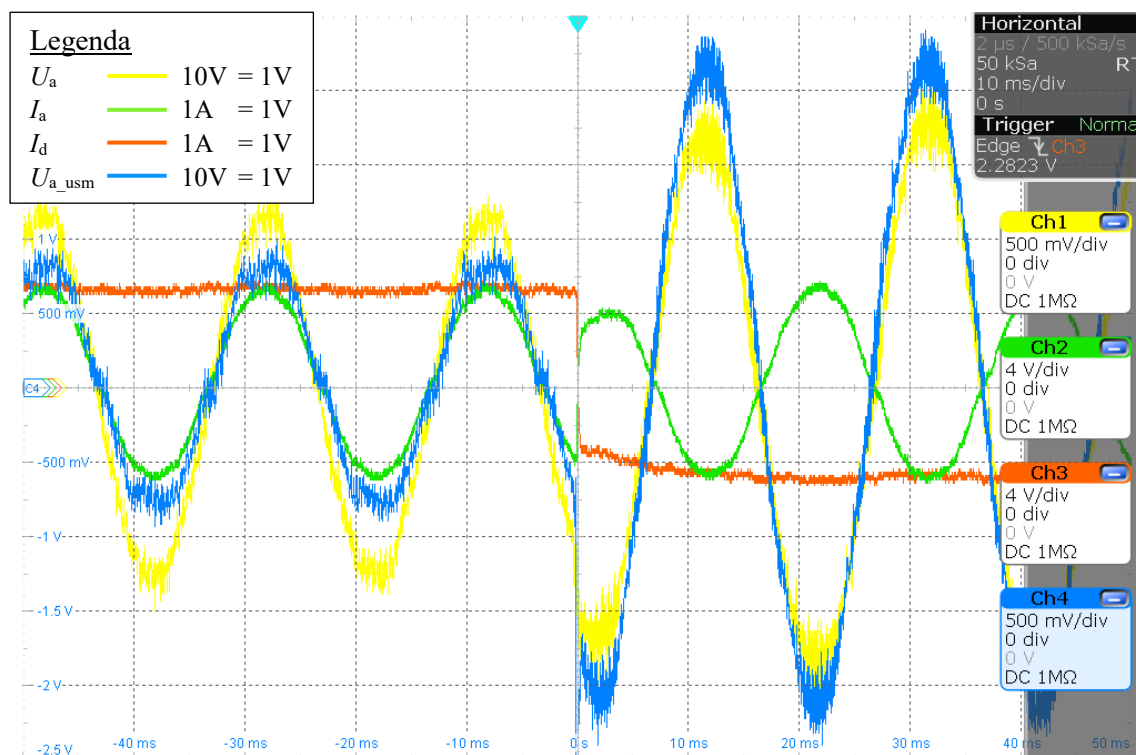


Obr. 5.1 Ověření synchronizačního módu VA při žádaném proudu $I_d = I_q = 5A$

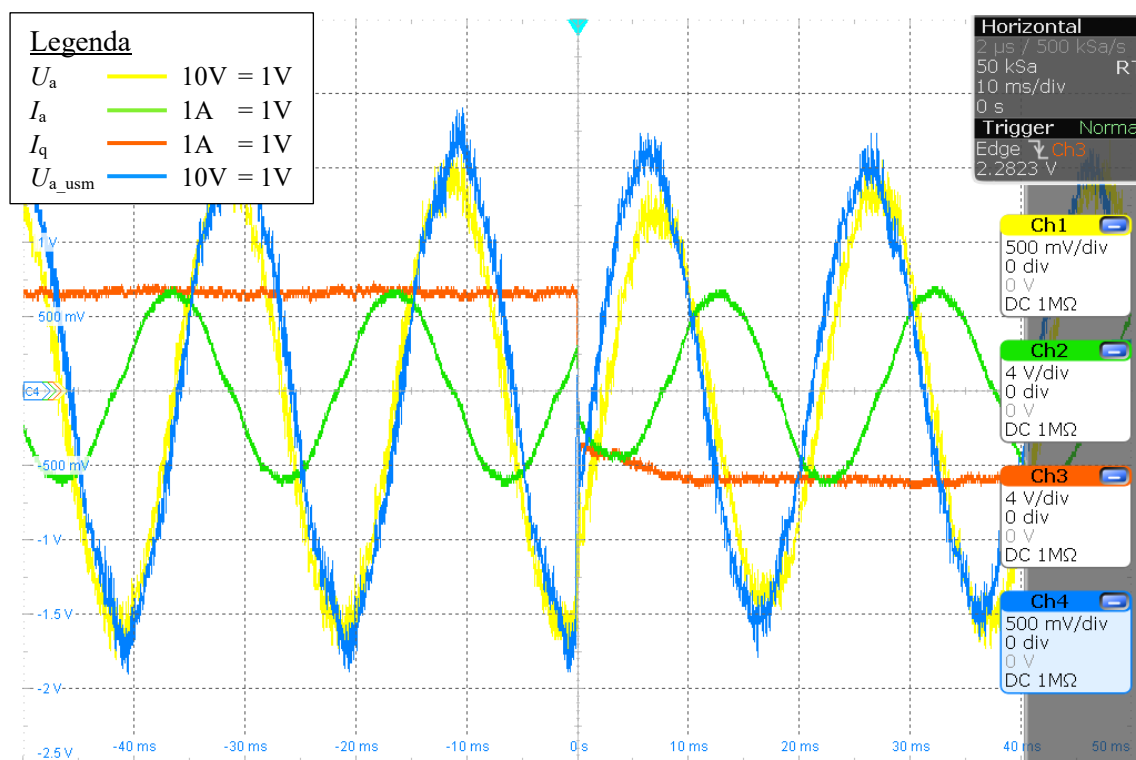


Obr. 5.2 Ověření synchronizačního módu SDFT při žádaném proudu $I_d = I_q = 5A$

5. Průběhy a ověření

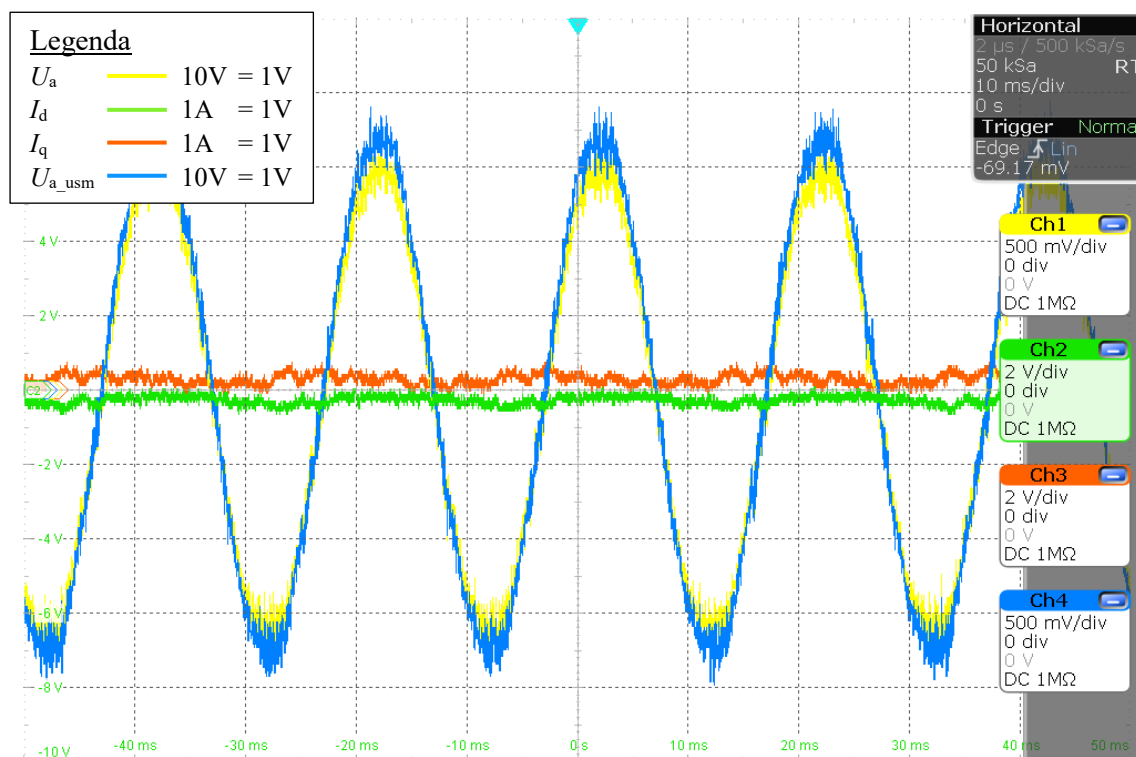


Obr. 5.3 Reverzace d složky proudu z 5A na -5A, $I_q = 0A$, mód SDFT

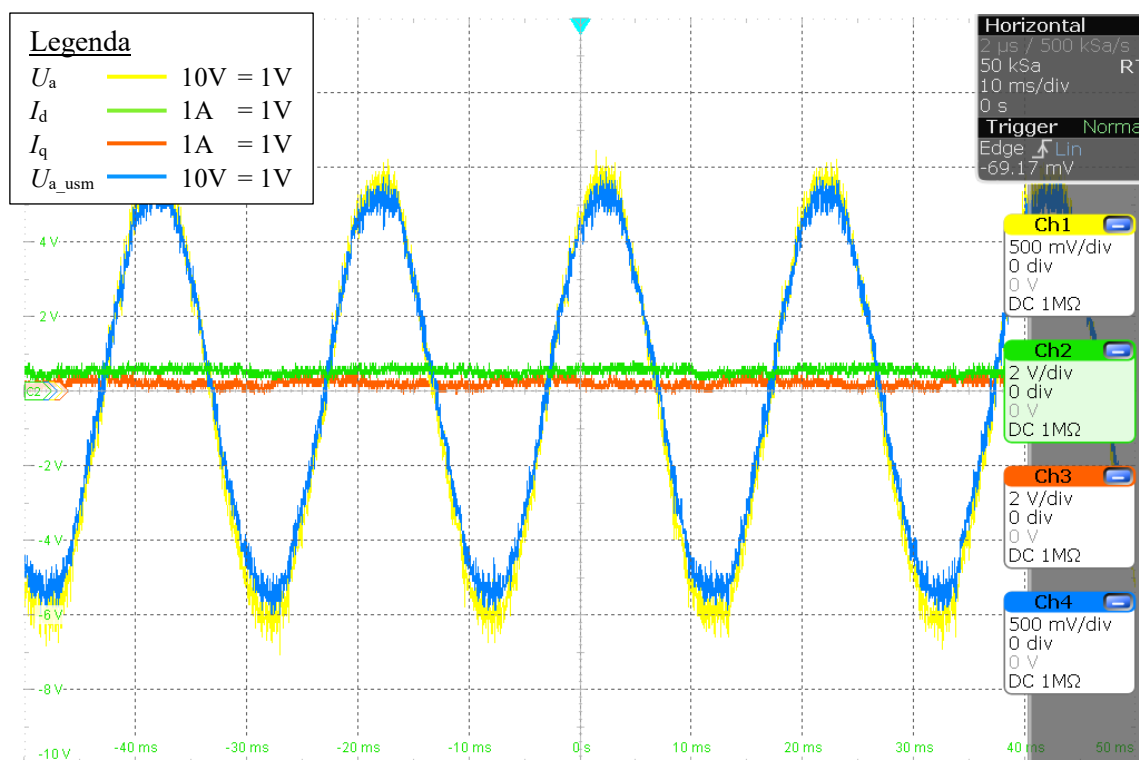


Obr. 5.4 Reverzace q složky proudu z 5A na -5A, $I_d = 0A$, mód SDFT

5. Průběhy a ověření

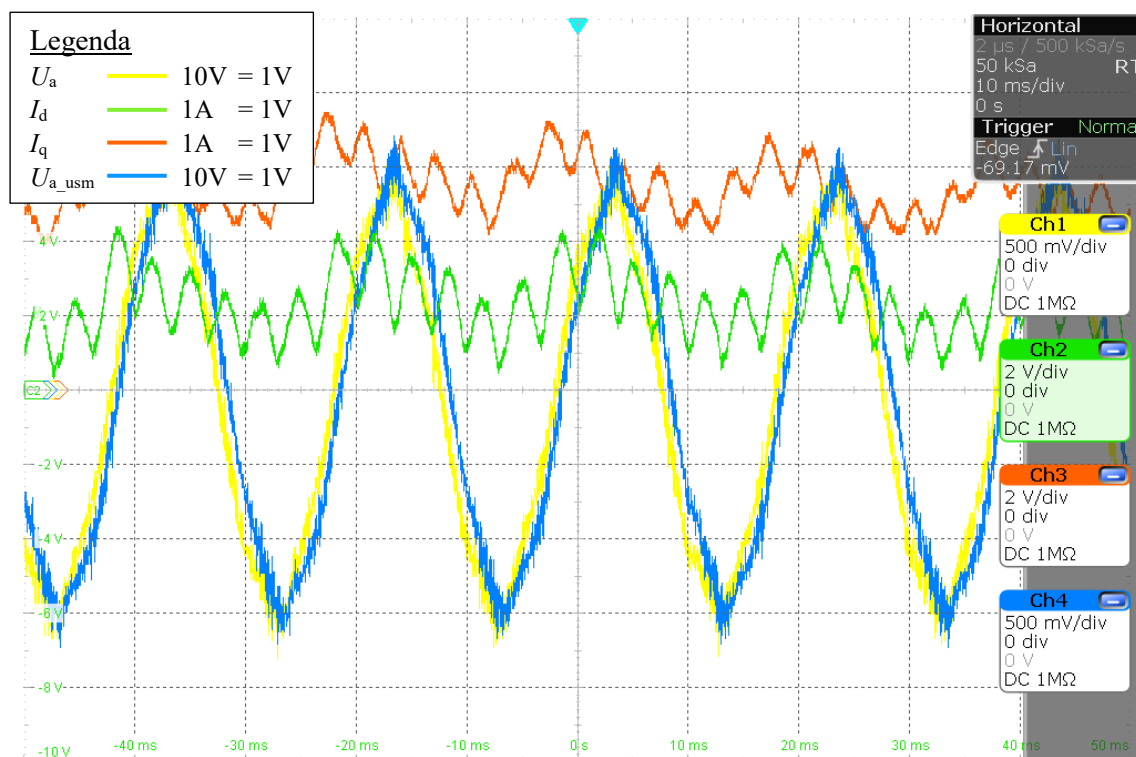


Obr. 5.5 Režim bez regulátoru, zesílení nastaveno na 10% a úhel 0°, mód SDF

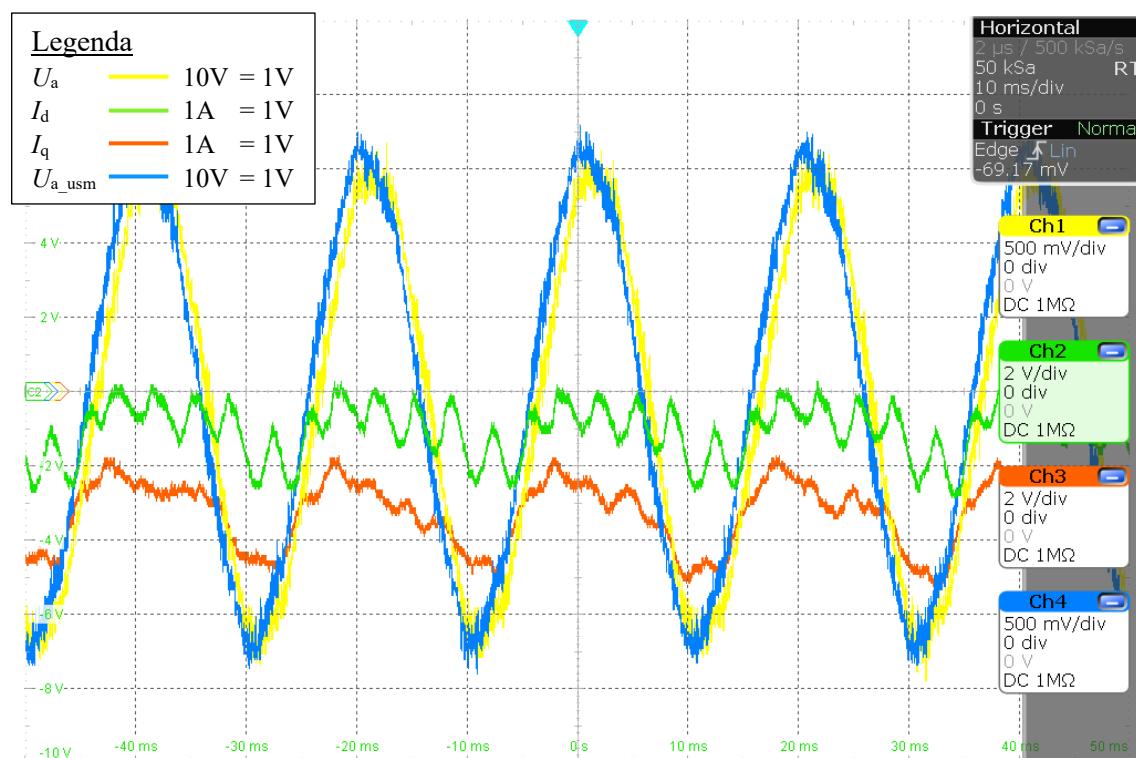


Obr. 5.6 Režim bez regulátoru, zesílení nastaveno na -10% a úhel 0°, mód SDF

5. Průběhy a ověření



Obr. 5.7 Režim bez regulátoru, zesílení nastaveno na 0% a úhel 15°, mód SDF



Obr. 5.8 Režim bez regulátoru, zesílení nastaveno na 0% a úhel -15°, mód SDF

6. Laboratorní úloha

6.1 Zadání laboratorní úlohy

Název

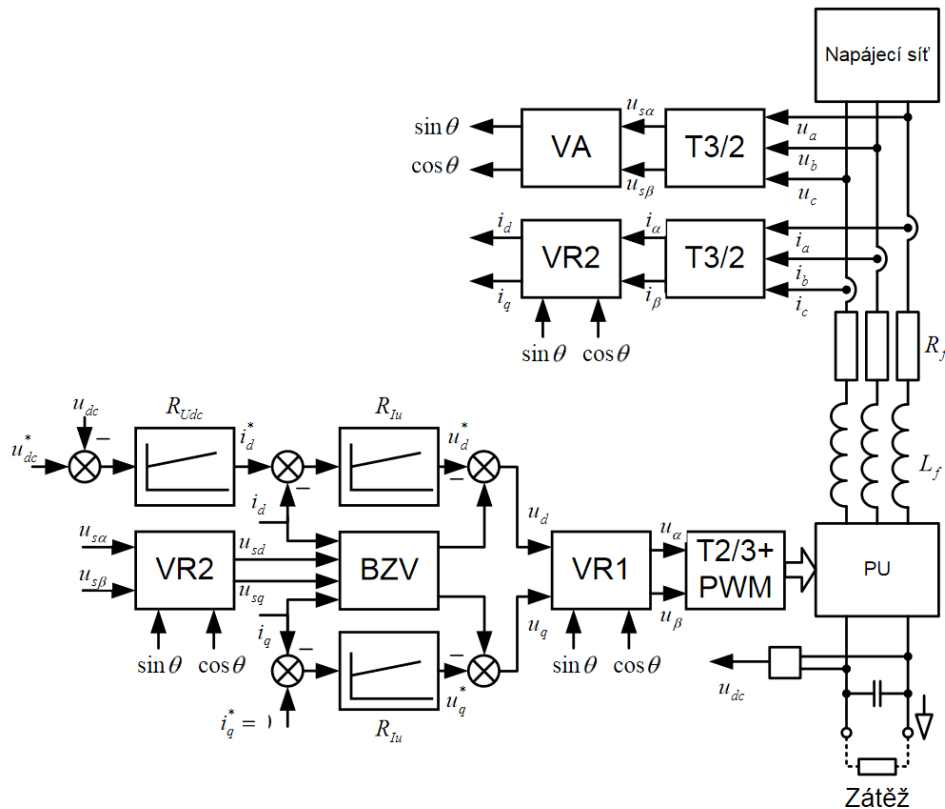
Měření na napěťovém pulzním usměrňovači

Zadání

- 1) Změřte vstupní i výstupní napětí a proud, činný a jalový výkon a účinník pulzního usměrňovače při skalárním řízení pro alespoň 3 různá zesílení a 3 rozdílné fáze. Následně vypočítejte celkové harmonické zkreslení THD napětí i proudu a ztráty měniče.

$$\text{THD}_u = \frac{\sqrt{U_{\text{RMS}}^2 - U_1^2}}{U_1} \cdot 100 [\%] \quad \text{THD}_i = \frac{\sqrt{I_{\text{RMS}}^2 - I_1^2}}{I_1} \cdot 100 [\%]$$

- 2) Změřte všechny veličiny jako v předchozím bodě při vektorovém řízení pro 3 různé proudy d složky a 3 různé proudy q složky.
- 3) Pomocí osciloskopu zaznamenejte průběh vstupů napětí a proudů při skokové změně činné a jalové složky proudu.



Obr. 6.1 Blokové schéma pulzního usměrňovače řízeného vektorově

6.2 Vzorové vypracování

Tab. 1 Naměřené a vypočtené hodnoty pro skalární řízení

A_U (%)	ε (°)	U_{dc} (V)	I_{dc} (A)	U_f (V)	I_f (A)	P (W)	Q (VAr)	$\cos \varphi$ (-)	U_{f01H} (V)	I_{f01H} (A)	THD _u (%)	THD _i (%)	P_{PU} (W)
0	0	60,8	-0,15	10,83	0,225	-3,55	-6,5	-0,47	10,80	0,21	7,46	38,47	5,57
0	10	60,8	-0,11	10,72	0,86	1,1	-27,8	0,04	10,68	0,81	8,66	35,67	7,79
0	-10	60,78	-0,13	10,80	0,39	-1,92	-12,5	-0,15	10,78	0,35	6,09	49,16	5,98
9	0	60,72	-0,26	11,05	0,37	-10,1	-7,15	-0,81	11,03	0,32	6,02	58,04	5,69
9	10	60,63	-0,45	10,84	3,79	-10,9	-0,12	-0,08	10,77	3,25	11,42	59,99	16,38
9	-10	60,56	-0,54	11,31	1,14	-25,7	-28,65	-0,66	11,23	1,02	11,96	49,91	7,00
-20	0	60,70	0,11	10,22	0,43	12,37	-4,61	0,937	10,21	0,41	4,43	31,61	5,69
-20	10	60,82	0,48	9,79	1,56	37,9	-24,84	0,833	9,69	1,52	14,40	23,09	8,71
-20	-10	60,80	0,18	10,17	0,75	18,2	-14,73	0,775	10,12	0,73	9,95	23,57	7,26

Tab. 2 Naměřené a vypočtené hodnoty pro vektorové řízení

I_D (A)	I_Q (A)	U_{dc} (V)	I_{dc} (A)	U_f (V)	I_f (A)	P (W)	Q (VAr)	$\cos \varphi$ (-)	U_{f01H} (V)	I_{f01H} (A)	THD _u (%)	THD _i (%)	P_{PU} (W)
0	0	60,77	-0,134	10,75	0,15	-2,42	-4,15	-0,46	10,73	0,14	6,11	38,47	5,72
0	10	60,59	-0,688	10,33	7,18	0,55	-0,22	0,000	10,29	7,17	8,83	5,28	42,36
0	-10	60,51	-0,667	9,93	7,13	-1,54	0,21	-0,005	9,90	7,13	7,79	0,00	38,82
10	0	61,12	1,891	7,44	7,12	156,4	-0,011	0,997	7,44	7,12	5,19	0,00	40,82
10	10	61,38	1,70	7,75	10,11	166,55	-0,166	0,711	7,71	10,11	10,20	0,00	62,20
10	-10	61,58	1,61	7,48	10,09	157,85	0,16	0,701	7,45	10,09	8,98	0,00	58,71
-10	0	59,74	-5,58	13,56	7,24	-294,3	-0,03	-0,994	13,49	7,23	10,20	5,26	39,05
-10	10	58,87	-5,86	13,18	10,21	-283,5	-0,28	-0,792	13,08	10,20	12,39	4,43	61,48
-10	-10	58,62	-5,65	12,64	10,16	-272,4	0,27	-0,711	12,58	10,15	9,78	4,44	58,80

Příklad výpočtu

- Celkové harmonické zkreslení pro sedmý řádek druhé tabulky:

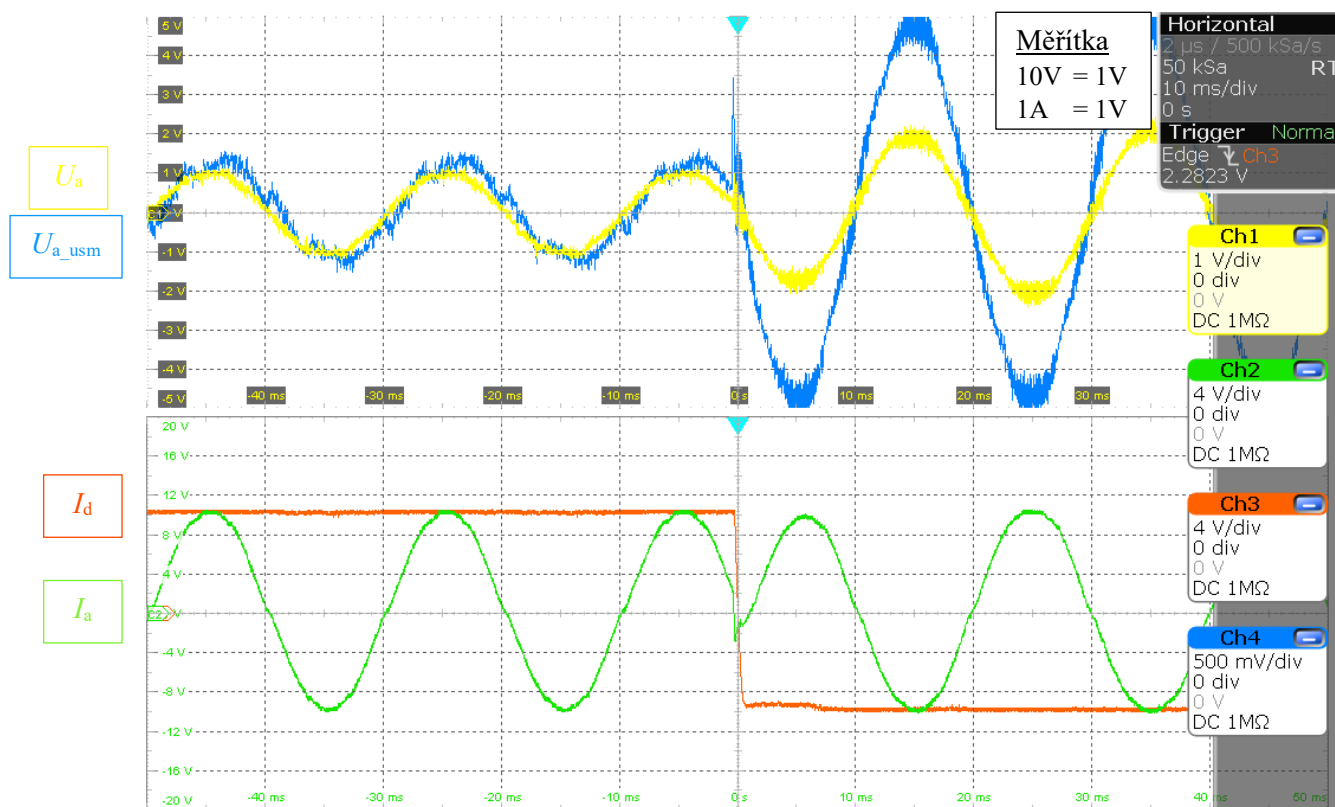
$$THD_u = \frac{\sqrt{U_f^2 - U_{f01H}^2}}{U_{f01H}} \cdot 100 = \frac{\sqrt{13,56^2 - 13,49^2}}{13,49} \cdot 100 = 10,20\%$$

$$THD_i = \frac{\sqrt{I_f^2 - I_{f01H}^2}}{I_{f01H}} \cdot 100 = \frac{\sqrt{7,24^2 - 7,23^2}}{7,23} \cdot 100 = 5,26\%$$

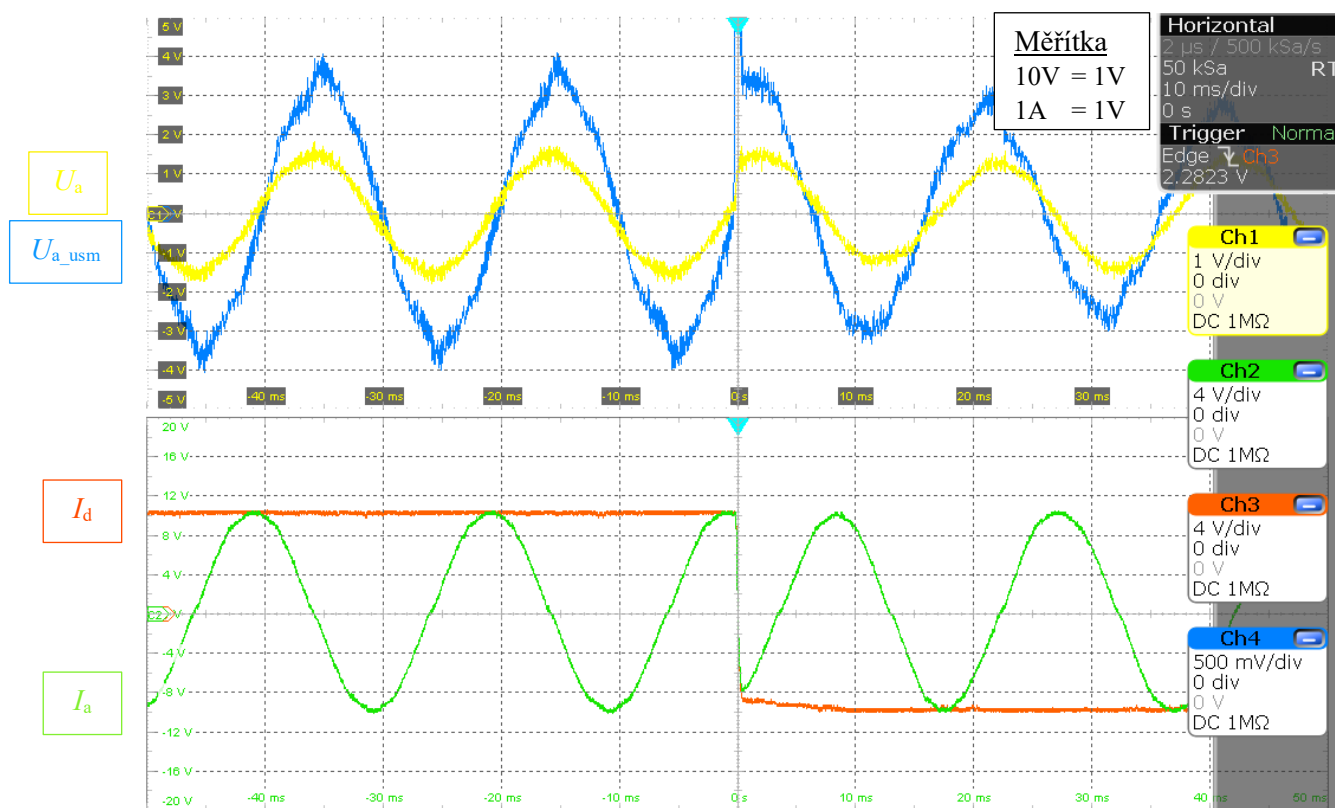
- Ztráty měniče pro sedmý řádek druhé tabulky:

$$P_{PU} = P_{IN} - P_{OUT} = P - U_{dc} \cdot I_{dc} = -294,3 - 59,74 \cdot (-5,58) = 39,05W$$

6. Laboratorní úloha



Obr. 6.2 Reverzace proudu d složky z 10A na -10A



Obr. 6.3 Reverzace proudu q složky z 10A na -10A

Závěr

Záměrem této diplomové práce byla realizace softwaru pulzního usměrňovače a rozšíření programu pro signálový procesor a to tak, aby bylo možné na stanovišti s měničem provádět měření v předmětech výkonové elektroniky, aniž by se musel neustále měnit program v závislosti na požadujícím režimu měniče. Teoretická část obsahuje popis převodu signálu, což je velmi důležitý krok pro následné řízení měniče. Klíčovou roli v řízení měniče pak představuje pulzní šířková modulace, respektive její správné nastavení v signálovém procesoru. Proto je velmi důsledně proveden rozbor jednotlivých registrů, které jsou důležité pro nastavení modulu PWM. Poté je uskutečněn rozbor měničů, u kterých je zobrazeno jejich schéma, důležité vzorce a průběhy na zátěži, popřípadě jejich spínací diagramy. Další část pak popisuje samotný pulzní usměrňovač, možné metody řízení, mezi které patří dvouhodnotové řízení, řízení s a bez regulace řídicího úhlu nebo třeba vektorové řízení. V této kapitole jsou také zobrazeny vektorové diagramy, ze kterých jsou následně sestaveny rovnice pro vyhodnocení orientujících veličin. Je zde také zobrazeno, jaký neblahý vliv mají vyšší harmonické složky na vyhodnocení a regulaci při nevhodně zvoleném způsobu vyhodnocení. Součástí práce je vytvoření programu pro řízení pulzního usměrňovače. Ačkoliv jsou diagramy značně zjednodušeny, je možné na nich vidět celou funkčnost signálového procesoru. Ovládání měniče je pak uskutečněno pomocí LabView.

Po vytvoření softwaru bylo provedeno ověření funkčnosti i možnosti nastavení pulzního usměrňovače. Z obrázků v kapitole 5 jde vidět, že lze skutečně libovolně nastavovat požadované režimy, módy i parametry a chování měniče odpovídá teoretickým předpokladům. Například na obrázku 5.3, který zobrazuje reverzaci d složky proudu, můžeme vidět, že proud v první části je ve fázi se síťovým napětím, čemuž odpovídá odebrání činného výkonu, zatímco v druhé části je v protifázi, tedy vrací energii zpět do sítě. Kromě ověření funkčnosti pulzního usměrňovače je posledním bodem zadání vytvoření zadání a vzorového vypracování laboratorní úlohy pro výuku, které je možné vidět v poslední kapitole.

Velmi prospěšnou stránkou této diplomové práce je pochopení měničů, zejména pulzních usměrňovačů a jejich vlastností v závislosti na metodě řízení. Dalším krokem vývoje této diplomové práce může být implementace dalších metod vyhodnocení orientujících veličin, nebo také další metody řízení, například pomocí umělé neuronové sítě. Kromě rozšíření pulzního usměrňovače by bylo také možné rozšířit ostatní metody měničů a následně vyhodnotit účinnost jednotlivých algoritmů.

Použitá literatura

- [1] Texas Instruments, *TMS320F2833x, TMS320F2823x Digital Signal Controllers (DSCs)*
[online] Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28335.pdf> [citováno 15.2.2019]
- [2] Texas Instruments, *TMS320x2833x, 2823x System Control and Interrupts*, Reference Guide
[online] Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ug/sprufb0d/sprufb0d.pdf> [citováno 15.2.2019]
- [3] Texas Instruments, *TMS320x2833x, 2823x Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module*, Reference Guide
[online] Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ug/sprug04a/sprug04a.pdf> [citováno 15.2.2019]
- [4] Tomáš Pavelek, Václav Sládeček, *Výkonová elektronika KE* – učební texty, Ostrava 2005
- [5] František Vondrášek, *Výkonová elektronika*, Svazek III, Západočeská univerzita, Plzeň 1998
- [6] Petr Chlebiš, *Výkonová elektronika I* – učební texty, VŠB – TUO, Ostrava 2003
- [7] Radek Přenosil, Diplomová práce – *Realizace řídicí struktury čtyřkvadrantového jednofázového proudového pulzního usměrňovače*, Západočeská univerzita, Plzeň 2013
- [8] Martin Sobek, Disertační práce – *Výzkum vlastností systému s asynchronním strojem v generátorickém režimu*, Ostrava 2012
- [9] Pavel Brandštetter, *Elektrické regulované pohony III* – učební texty, VŠB – TUO, Ostrava 2012
- [10] Radim Šnirch, Diplomová práce – *Modernizace vybraných laboratorních úloh z Výkonové elektroniky*, VŠB – TUO, Ostrava 2017
- [11] Ľubomír Martiniak, Bakalářská práce – *Pulzní usměrňovač pro nabíjení akumulátorů*, VŠB – TUO, Ostrava 2011

Seznam příloh

Příloha č. I: Software pro ověření funkčnosti pulzního usměřovače

Příloha č. II: Zadání laboratorní úlohy